radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

PREIS DM 2,00 · 12. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

FEBRUAR 1963 **3**

Akkuladegerät mit Germanium-Leistungsgleichrichtern

50 k

3 k

ZF-Filter 470 kHz

OC 871

5 k

500

10 n

ZF-Verstärkerbaustein mit Piezofilterelement aus oxydischem Sinterwerkstoff



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter ZLN 1109 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

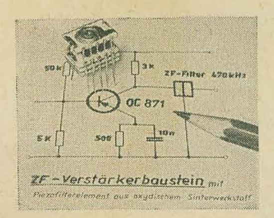
Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

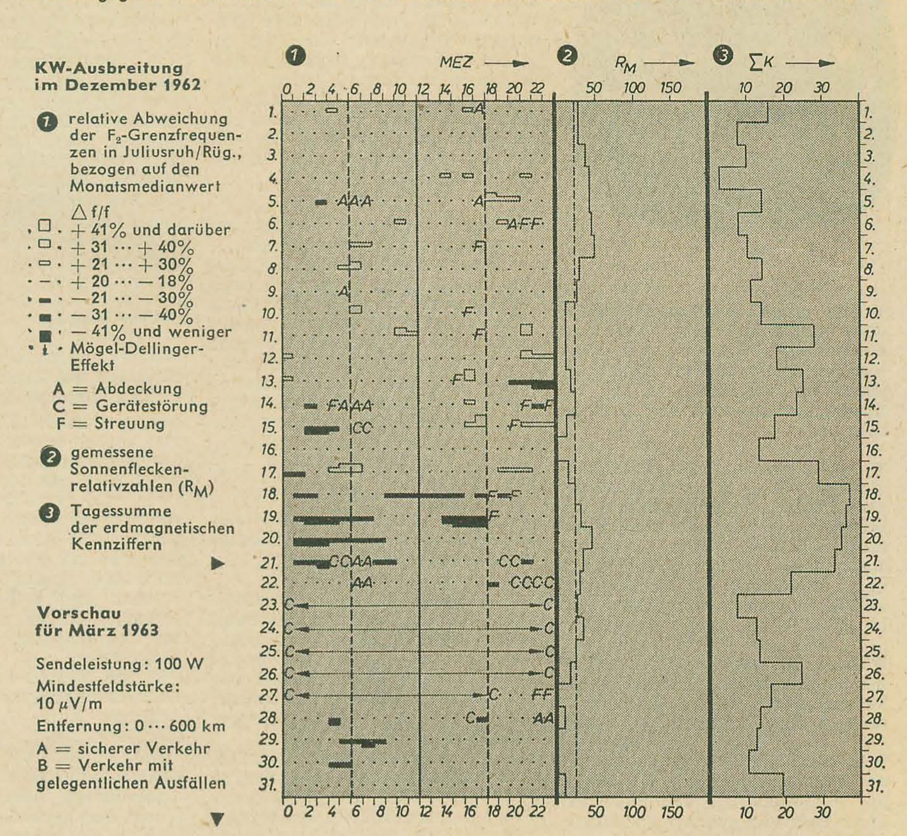


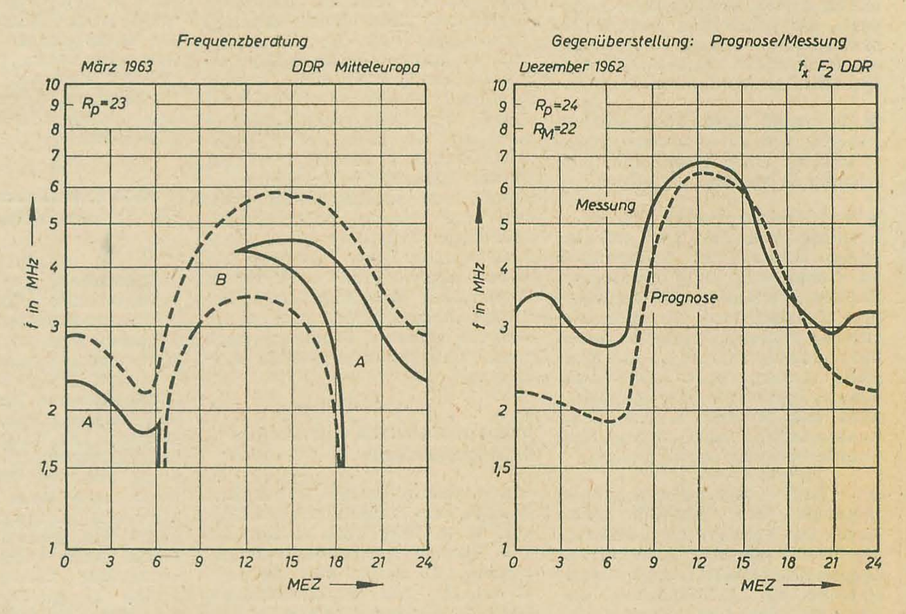
Titelbild:

Das Titelbild gibt einen Einblick in die Bauweise der Mikromodultechnik. Einzelheiten über diese moderne Bauweise vermittelt in diesem Heft der Beitrag auf Seite 68.

Die KW-Ausbreitung im Dez. 1962 und Vorschau für März 1963

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin





Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- BG 26-1, ein modernes Heimmagnettongerät
- Ein Verfahren zur Frequenzstabilisierung von Röhrengeneratoren
- Neue tschechoslowakische Halbleiterbauelemente
- Neue elektronische Meßgeräte aus dem VEB Funkwerk Erfurt
- Das Heimmagnettongerät und seine Probleme



▼ **Ein drittes Fernsehprogramm** wird vom Zentralen Sowjetischen Fernsehen vorbereitet. Zunächst werden dafür 50 neue Fernsehstationen errichtet, u. a. im Transkaukasus, Ural und in Zentralasien.

▼ **In Katowice** (Volkspolen) entsteht gegenwärtig ein neues Fernsehzentrum, das vorläufiger Endpunkt des großen Fernsehkabels Moskau—Kiew—Lwow—Katowice sein wird. Von hier aus erfolgt über Richtfunk die Weitergabe an das Fernsehen der ČSSR und DDR.

▼ **Ende 1962** hat die junge afrikanische Republik Kenia ihren Fernsehdienst in der Hauptstadt Nairobi aufgenommen.

▼ **Stereorundfunkprogramme** sendet versuchsweise ein BBC-Sender in London auf 91,3 MHz mit einer Leistung von 120 kW regelmäßig an vier Wochentagen — jeweils am Vormittag oder nach Mitternacht — nach einem der amerikanischen FCC-Norm entsprechenden Verfahren.

▼ **75 große japanische Firmen** werden sich im Sommer dieses Jahres an einer Elektronik-Ausstellung in Moskau beteiligen.

▼ **Ein Atomkraftwerk** mit einer Leistung von 750 kW soll im hohen Norden der Sowjetunion im Gebiet des ewig gefrorenen Bodens entstehen. Um die Montage zu erleichtern, wird die Ausrüstung in Baugruppen von sechs bis sechzehn Tonnen an die Baustelle transportiert. Bei Auslastung der nominellen Kapazität wird das Kraftwerk mit einer Reaktorladung zwei Jahre lang ununterbrochen Strom liefern.

▼ **Die Mylar-Polyesterfolie 15 XM 555** der amerikanischen Firma Du Pont ist mit 0,0038 mm die bisher dünnste kommerziell hergestellte selbsttragende Kunststoffolie für dielektrische Anwendung. Im Labor damit gewickelte Kondensatoren von 0,5 μF erreichten 800 V= Durchschlagsspannung. Bei 1000 Hz und 25 °C war die Dielektrizitätskonstante 3,2 und der Verlustfaktor 0,005. Außer im Kondensatorenbau eignet sich diese neue Folie zum Beispiel auch zur Fensterherstellung für Strahlungsdetektoren.

▼ **Bleistiftdünn und nur 1 cm lang** ist ein im Institut für radioaktive Isotope der TU Dresden entwickeltes Strahlungsdosimeter. Das für die Strahlentherapie unentbehrliche Hilfsgerät zu genauen Messung verabfolgter radioaktiver Strahlung soll nach erfolgreicher Erprobung in der Medizinischen Akademie Magdeburg jetzt in der Strahlenklinik Berlin-Buch eingeführt werden.

▼ **Ein Lautsprecher-Telefon-Mithörgerät** wurde im VEB Funkwerk Kölleda entwickelt. Mit ihm können alle ankommenden Gespräche gleichzeitig von allen im Raum anwesenden Personen mitangehört werden. Diktate über das sogenannte „Telefon" können auch aus weiten Entfernungen aufgenommen werden, da ein Transistorverstärker die Lautstärke stufenlos regelt.

▼ **Eine Skalenbeleuchtung mit Lumineszenz-Leuchtplatten** brachte Philips heraus. Die Skalen bestehen aus einer gestanzten Trägerplatte aus Spezialstahl. Darauf befindet sich die emaillierte Elektrolumineszenzschicht in mehreren elektrisch isolierten Segmentflächen mit getrennten Litzenanschlüssen, so daß wahlweise verschiedene Flächen beim Anlegen der Wechselspannung von 220 V aufleuchten.

Ein 80 Meter langes Prüfband für Fernsehgeräte

ist im VEB Rafena-Werke Radeberg seiner Bestimmung übergeben worden. Mit der Inbetriebnahme wurde ein entscheidender Abschnitt der umfassenden Rekonstruktion in der Fernsehgerätefabrik des Werkes abgeschlossen.
Das von einer sozialistischen Arbeitsgemeinschaft des Betriebes entwickelte und aufgebaute Prüfband arbeitet mit einer Taktzeit von 2,5 Minuten. Die Leerlaufzeiten, die bisher dadurch entstanden, daß die Fernsehgeräte an jedem der Prüfplätze erneut unter Strom gesetzt werden mußten, wurden beseitigt. Das Gerät läuft jetzt nach dem Einschalten bis zum letzten Prüfplatz durch. Erstmalig wird nun in der DDR ein so kompliziertes Gerät, wie es das Fernsehgerät ist, auf einem kontinuierlich laufenden Prüfband abgeglichen und geprüft. Diese rationelle Methode bildet einen wesentlichen Bestandteil der komplexen Rekonstruktionsmaßnahmen, durch die die gesamte Fertigung nach dem Fließsystem umgestellt werden soll.

Vollautomatisch arbeitende Garagenanlage

Eine vollautomatisch arbeitende Garage mit Kraftfahrzeugaufzügen ist in New York in Betrieb. Die Garage hat zwei Aufzugstürme, von denen aus die acht Geschosse des Parkhochhauses bedient werden. Innerhalb von zehn Minuten können bis zu 27 Wagen abgestellt werden. Der Kraftfahrer fährt seinen Wagen lediglich auf eine Rampe und läßt ihn dort stehen. Der Garagenwärter wählt einen zu dem Steuerpult der Anlage gehörenden Schlüssel aus, der durch besondere Formgebung einen bestimmten Parkstand bezeichnet. Der Schlüssel wird im Bedienungspult fotoelektrisch abgetastet und liefert so über die Lage des Abstellplatzes die kennzeichnenden Informationen für die Rechenanlage. Der Wagen wird darauf vollautomatisch zu dem ausgewählten Parkplatz in einem der acht Geschosse gebracht und der Schlüssel dem Kraftfahrer einschließlich eines automatisch bedruckten Zettels mit Parkplatznummer und Uhrzeit ausgehändigt. Beim Abholen des Kraftfahrzeuges gibt der Kraftfahrer dem Garagenwärter seinen Schlüssel wieder ab. Über das Steuerpult läßt der Garagenwärter den Wagen wieder automatisch aus dem Parkhochhaus hinausfahren. Parkdauer und Parkgebühr werden auf einer Leuchttafel angezeigt und auf einem Gebührenzettel abgedruckt. Interessant bei der Rechenanlage ist, daß man zur Informationsspeicherung je Abstellplatz mit nur 30 Magnetkernen auskommt.

Messeausgabe „Die Technik"

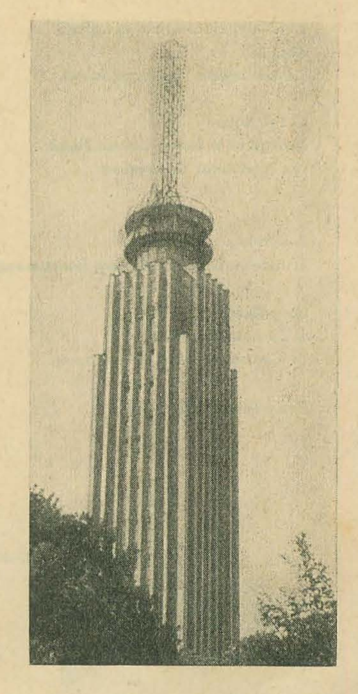
Wir weisen unsere Leser darauf hin, daß anläßlich der Leipziger Frühjahrsmesse 1963 das Heft 3 der Zeitschrift „Die Technik" in bedeutend erweitertem Umfang als Messeausgabe erscheint. Auf weit über 200 Druckseiten wird über die wichtigsten Neukonstruktionen und Weiterentwicklungen aus fast allen Gebieten der Technik in Wort und Bild berichtet. Außer dem umfangreichen und z. T. mehrfarbigen Anzeigenteil sei noch besonders auf das Bezugsquellenverzeichnis hingewiesen.
Für die Messebesucher gibt das Heft eine ausgezeichnete Orientierung beim Messerundgang, und dem Leser, der keine Gelegenheit hat, die Messe zu besuchen, gibt es eine eingehende Orientierung über den neuesten Stand der Technik.
Wie in den vergangenen Jahren wird diese Messeausgabe auch im Freiverkauf erhältlich sein. Wir empfehlen unseren Lesern jedoch, sich das Heft frühzeitig zu besorgen, da erfahrungsgemäß die Auflage sehr rasch vergriffen sein wird.

Vollautomatische Taktstraße für Kohleschichtwiderstände

Eine in sozialistischer Gemeinschaftsarbeit entwickelte vollautomatische Taktstraße für Kohleschichtwiderstände hat in Dresden ihre wichtigsten Funktionsproben bestanden. Rund acht Mio Stück Kohleschichtwiderstände können jährlich bei zweischichtigem Betrieb produziert werden. Die Taktstraße ist vom Zentralinstitut für Automatisierung, von dem VEB Elektromat in Dresden, dem Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky" in Teltow sowie fünf weiteren Betrieben entwickelt, konstruiert und als erstes Funktionsmuster gebaut worden. Die in der DDR entwickelte Taktstraße — eingestellt auf eine Taktzeit von 1,4 Sekunden — erzeugt jährlich etwa doppelt soviel Kohleschichtwiderstände wie das einschlägige Spitzenerzeugnis der USA. Durch geringfügige technische Veränderungen an der Taktstraße können etwa 80 Prozent des gesamten Sortiments produziert werden.

Neuerscheinung: Mathematik in der Ökonomie

Aus Anlaß des VI. Parteitages der SED verpflichtete sich ein Kollektiv des Zentralinstituts für Automatisierung (ZIA) in Dresden, eine Mappe über „Die Anwendung der Mathematik in der Ökonomie" herauszugeben. Zum ersten Male in der DDR wird damit der Praxis eine derartige Veröffentlichung zur Verfügung gestellt.
Bekanntlich nimmt mit der Erweiterung der Produktion nicht nur die Zahl der zu erfassenden und zu verarbeitenden Informationen zu, sondern es wachsen auch die Anforderungen an die Qualität der Planung. Eine entsprechende — und zwar sehr erhebliche — Erweiterung des Verwaltungspersonals ist einmal undurchführbar und würde zum anderen den volkswirtschaftlichen Effekt ganz bedeutend mindern. An dieser Stelle setzen daher die Mathematik und die elektronische Rechentechnik ein, die in kürzester Zeit exakte numerische Unterlagen zur Verfügung stellen.
Eine vom ZIA auf diesem Gebiet durchgeführte Ausstellung, die der Praxis konkrete Unterlagen darbot und die in mehreren Großstädten der DDR, darunter in Berlin, Erfurt, Rostock, Karl-Marx-Stadt, Plauen, Magdeburg, zu sehen war, fand einen derartigen Widerhall, daß sich ein Kollektiv des ZIA entschloß, die Ausstellungsmaterialien in Form einer Schaumappe herauszugeben.
Die Mappe im Format DIN A 4 enthält 29 Tafeln (Format A 3 gefaltet) im Vierfarbendruck in geschmackvollem Einband und ein erläuterndes Beiheft von etwa 32 Textseiten. Sie kostet etwa 6,30 DM und kann beim Zentralinstitut für Automatisierung, HA Literatur, Dresden N 2, Postfach 40, Tel. 5 93 25 12 bestellt werden.



Ansicht des 60 m hohen Fernsehturmes Sofia. Der am Turmkopf montierte Antennenträger besitzt eine Höhe von 45 m. Er trägt die einen zehnfachen Gewinn erbringende Fernsehantenne sowie eine UKW-Antenne mit einem zweifachen Gewinn, die von zwei 3-kW-UKW-Hörrundfunksendern (67,28 MHz, 69,26 MHz) gespeist wird. Die Bildtonausgangsleistung des Fernsehsenders beträgt 500/250 Watt (OIRT-Kanal 7, horizontale Polarisation). Die Antennen wurden entsprechend dem Versorgungsgebiet (Sofioter Ebene) ausgerichtet.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

12. JAHRGANG · 1. FEBRUARHEFT 3 1963

SCHMALSPUR *UND* FLÄCHE!

Dipl.-Ing. K. SCHLENZIG

„Mit der Entwicklung einer breiten Lernbewegung unter den Werktätigen in der Deutschen Demokratischen Republik ist neben dem Anwachsen der Bewerbungen zu einem Fern- und Abendstudium mit vollem Abschluß auch das Bedürfnis nach dem Studium einzelner Fächer angewachsen . . ."

Diese Sätze hätten unter der Überschrift „Schmalspur oder Fläche" [radio und fernsehen 5 (1961) S. 135] stehen können. Sinngemäß wurde dort das gleiche ausgedrückt. Der Beitrag löste damals eine heftige Diskussion für und wider aus. Während aus Kreisen der „Betroffenen" viel Zustimmung laut wurde, gab es auch warnende Gegenargumente. Besonders die Kammer der Technik, vertreten durch die Arbeitsgruppe Ingenieurweiterbildung, meldete ernsthafte Bedenken an. Es erübrigt sich heute, auf einige damals geäußerte, teilweise nicht ganz stichhaltige Einwände einzugehen. Dies geschah bereits durch die an gleicher Stelle [radio und fernsehen 13 (1961) S. 395] abgegebene Stellungnahme der Redaktion. Viel fruchtbarer war ein später zwischen den „Parteien" zustande gekommenes Gespräch im Zentralhaus der Kammer der Technik, Berlin. Beide Seiten hatten Gelegenheit, die Unstimmigkeiten in ihren Auffassungen durch Erarbeitung eines gemeinsamen Standpunktes zu beseitigen. Leider blieb danach ein seitens der KDT zugesagter Beitrag für radio und fernsehen aus. Dennoch scheint es uns, daß die damaligen vereinten Bemühungen um eine Lösung des Problems auch in der genannten Arbeitsgruppe fortgesetzt wurden.

Etwa gleichzeitig mit unserem Diskussionsbeginn wurde das kombinierte Fern- und Abendstudium mit verkürztem Zeitbedarf eingeführt, und manchem dürfte diese Studienform bereits den Weg zu höherer Bildung erleichtert haben. Dennoch blieb der Kern unserer Frage dadurch unberührt.

Was sollte auch weiterhin aus all jenen werden, die „langjährige erfolgreiche Tätigkeit in der Praxis" oder „gesundheitliche Gründe" an der Durchführung eines „vollen Fern- oder Abendstudiums neben der Berufsarbeit" hindern? Die Anführungszeichen sind hier keinesfalls in sinnverändernder Bedeutung gemeint. Die von ihnen gekennzeichneten Worte sind vielmehr, zusammen mit dem eingangs durch die gleichen Zeichen markierten Satz, bereits Bestandteil der Antwort auf diese Frage. Sie gehören zum Inhalt der vom Staatssekretär für Hoch- und Fachschulwesen, Herrn Dr. Girnus, am 15. Juni 1962 unterzeichneten Anordnung über das Teilstudium im Rahmen des Fern- und Abendstudiums an den Hoch- und Fachschulen[1]).

Der Inhalt dieser Verordnung läßt bezüglich „Schmalspur oder Fläche" keine Wünsche offen.

Mit Recht kann daher als das Ergebnis der Bemühungen aller Beteiligten auf die Frage „Schmalspur oder Fläche?" die Antwort „Schmalspur *und* Fläche!" gegeben werden — Ausdruck der Vielschichtigkeit des geistigen Potentials unserer Menschen.

Die Anordnung geht aber über den Rahmen der an dieser Stelle aufgeworfenen Fragen weit hinaus. Entfachte sich die Diskussion damals mehr oder minder an einem Einzelfall, der allerdings stellvertretend war für eine Gruppe von „alten Praktikern", so wird der Kreis jetzt viel weiter gezogen. Das aber ist logische Folge nicht nur der technischen, sondern auch der gesellschaftlichen Entwicklung. Der fachliche Stand des Fach- oder Hochschulabsolventen wird stets den Erkenntnissen entsprechen, die zur Zeit seiner Ausbildung bereits auf seinem Gebiet gewonnen worden waren. Neues später sich anzueignen, wird jedem selbst überlassen. Die Kammer der Technik bemüht sich daher seit langem, diese Bestrebungen mit geeigneten Vortragsreihen zu unterstützen.

Es sind jedoch verschiedene Seiten einer

---

[1]) In dieser Anordnung (GBl. Teil II Nr. 47, 12. Juli 1962) heißt es:

§ 1, (1): An den Hoch- und Fachschulen wird innerhalb des Fern- und Abendstudiums die Möglichkeit des Teilstudiums geschaffen. Im Teilstudium werden einzelne Studienfächer entsprechend dem Studienplan der Hoch- oder Fachschulen unter Teilnahme an den Lehrveranstaltungen der Fern- oder Abendstudenten studiert.

. . .

§ 2: Zum Teilstudium können zugelassen werden:

a) Bewerber mit langjähriger erfolgreicher Tätigkeit in der Praxis und solche Bewerber, die nachweislich aus gesundheitlichen Gründen ein volles Fern- oder Abendstudium neben der Berufsarbeit nicht absolvieren können;

b) Bewerber zum externen Staatsexamen bzw. zur Abschlußprüfung für Externe auf Grund einer Empfehlung der Hoch- und Fachschule;

c) Absolventen der Hochschulen als Teilstudenten an Hochschulen;

d) Absolventen der Hoch- oder Fachschulen als Teilstudenten an Fachschulen;

e) Frauen mit genügender Praxis und Vorbildung, die aus sozialen Gründen ein volles Fern- oder Abendstudium nicht absolvieren können.

Die Bewerber müssen erfolgreich am Aufbau des Sozialismus teilgenommen und sich stets bedingungslos für den Arbeiter-und-Bauern-Staat eingesetzt haben.

. . .

§ 7 (2): Die Teilnehmer am Teilstudium haben in den entsprechenden Fächern Prüfungen abzulegen. Sie erhalten über ihre Leistungen ein Zeugnis in der vom Staatssekretariat für das Hoch- und Fachschulwesen festgelegten Form.

Sache, wenn einerseits Praktiker neue Erkenntnisse Praktikern übermitteln, und wenn andererseits Hoch- bzw. Fachschullehrer des betreffenden Faches, von Grund auf beginnend, methodisch an diese Kenntnisse heranführen. Daher ist es sehr zu begrüßen, daß die Anordnung zum Teilstudium ausdrücklich solche Bewerber zuläßt, die bereits eine Hoch- oder Fachschule absolviert haben. Dies dürfte wiederum gerade jenen zugute kommen, die, in einer der „herkömmlichen" Fachrichtungen ausgebildet, infolge technisch oder ökonomisch bedingter Strukturänderungen in ihren Betrieben plötzlich vor völlig neue Aufgaben gestellt werden. Das aber betrifft dann sowohl den „alten Praktiker" als auch den jungen Absolventen.

Überschaut man jetzt die Diskussion und ihre Folgen vom Ausgangspunkt an, so muß festgestellt werden, daß das damals angerührte Problem längst den engen Rahmen unseres eigenen Fachgebietes gesprengt und, nachdem es überall sichtbar geworden war, nunmehr in einem Gesetz eine dem gegenwärtigen Zustand gerecht werdende Lösung gefunden hat.

Wir können sicher sein, daß auch in jedem anderen Bereich unseres Lebens brennende Fragen früher oder später auf ähnliche Weise gelöst werden — von der Problemstellung über die öffentliche Diskussion bis zum Niederschlag der Ergebnisse im Gesetz.

*

Uns ist jedoch nicht verständlich, woher die Hauptabteilung Fern- und Abendstudium der Technischen Universität Dresden sich das Recht nehmen zu können glaubt, die Gesetze unserer Republik nach Belieben einschränken zu dürfen. In der von der Hauptabteilung herausgegebenen Anleitung zum Fern- und Abendstudium für das Jahr 1963 heißt es auf Seite 7 bezüglich des Teilstudiums:

„Absolventen der Hochschulen und Universitäten, die auf Grund ihrer Berufstätigkeit zusätzlich spezielle Fachkenntnisse erwerben wollen, können an der TU Dresden ein Teilstudium in einem oder mehreren Fächern aufnehmen. Es führt aber nicht zum Diplom und muß in zwei Jahren abgeschlossen sein."

Die Hauptabteilung Fern- und Abendstudium der TU Dresden scheint demnach zu glauben, die Abschnitte a), b) und e) des § 2 der Anordnung einfach mißachten zu dürfen. Wir sind der Ansicht, daß das nicht zulässig ist und auch nicht zugelassen werden darf. Die Gesetze unserer Arbeiter-und-Bauern-Macht gelten auf dem ganzen Gebiet der DDR, auch in den heiligen Hallen der TU Dresden. Wir bitten die Hauptabteilung Fern- und Abendstudium der TU Dresden und auch das Staatssekretariat für das Hoch- und Fachschulwesen um Stellungnahme.

Die Redaktion

Mikromodultechnik — eine moderne Konstruktionsform für Bausteine der Schwachstromtechnik mit ökonomischen Fertigungsperspektiven[1])

S. STOLZE

Mitteilung aus dem VEB Keramische Werke Hermsdorf/Thüringen

Die wirtschaftliche Bedeutung der Mikromodultechnik ist in den letzten Jahren besonders in den Vordergrund getreten, weil sie nicht nur eine moderne elektrische Schaltungstechnik verkörpert, die speziell den Anforderungen einer Subminiaturbauweise entspricht, sondern bei Berücksichtigung bestimmter konstruktiver Gesichtspunkte in Herstellung und Anwendung im Zeitalter der Automatisierung weittragende Perspektiven eröffnen kann.

Der Ausdruck „Mikromodul" ist dabei zuerst in der amerikanischen Entwicklung aufgetaucht, obwohl die Technik, bestimmte Gerätekomplexe in Einheiten bzw. Module aufzuteilen, keinesfalls neu ist.

Im nachfolgenden soll versucht werden, ausgehend von den gestellten Forderungen, die Problematik der Konstruktion in der Gegenüberstellung mit anderen bekannten ausländischen Techniken darzustellen.

Wege zur Mikromodultechnik und das Programm der KWH

Problemstellung

Die Problematik besteht darin, den Forderungen nach Subminiaturisierung sowie denen nach einer rationellen bzw. ökonomischen Herstellung und Verarbeitung weitestgehend gerecht zu werden. Dabei stehen z. B. die Forderungen nach kleinsten geometrischen Abmessungen der Baustufen, verbunden mit einer hohen Bauelementedichte, nach einer geringen Leistungsaufnahme und nach der höchsten mechanischen und elektrischen Stabilität bei hoher klimatischer Beständigkeit und geringem Gewicht in einem gewissen Widerspruch zu den Forderungen nach vollautomatischer Herstellung auf Taktstraßen, universeller Anwendbarkeit und nach gleichen Abmessungen im Hinblick auf eine automatische Verarbeitung (z. B. Bestückung). Außerdem ist zu beachten, daß letzten Endes der Aufwand und die Kosten der Herstellung für die Wirtschaftlichkeit entscheidend sind.

Entwicklungsweg

All diese Überlegungen führten schließlich im VEB Keramische Werke Hermsdorf zu einer Technik, die den modernen Gesichtspunkten einer rationellen Bausteintechnik weitestgehend entspricht. Es ist bekannt, daß gerade die modernen keramischen Sinterwerkstoffe mit ihren sehr verschiedenartigen Ver- und Bearbeitungstechnologien ideale Voraus-

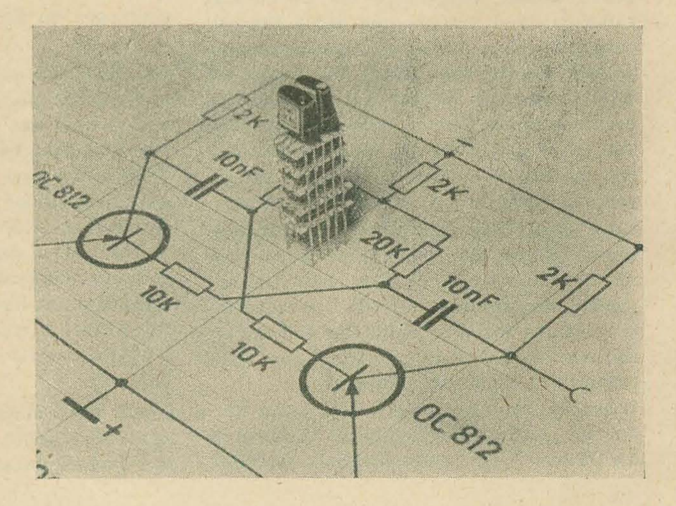
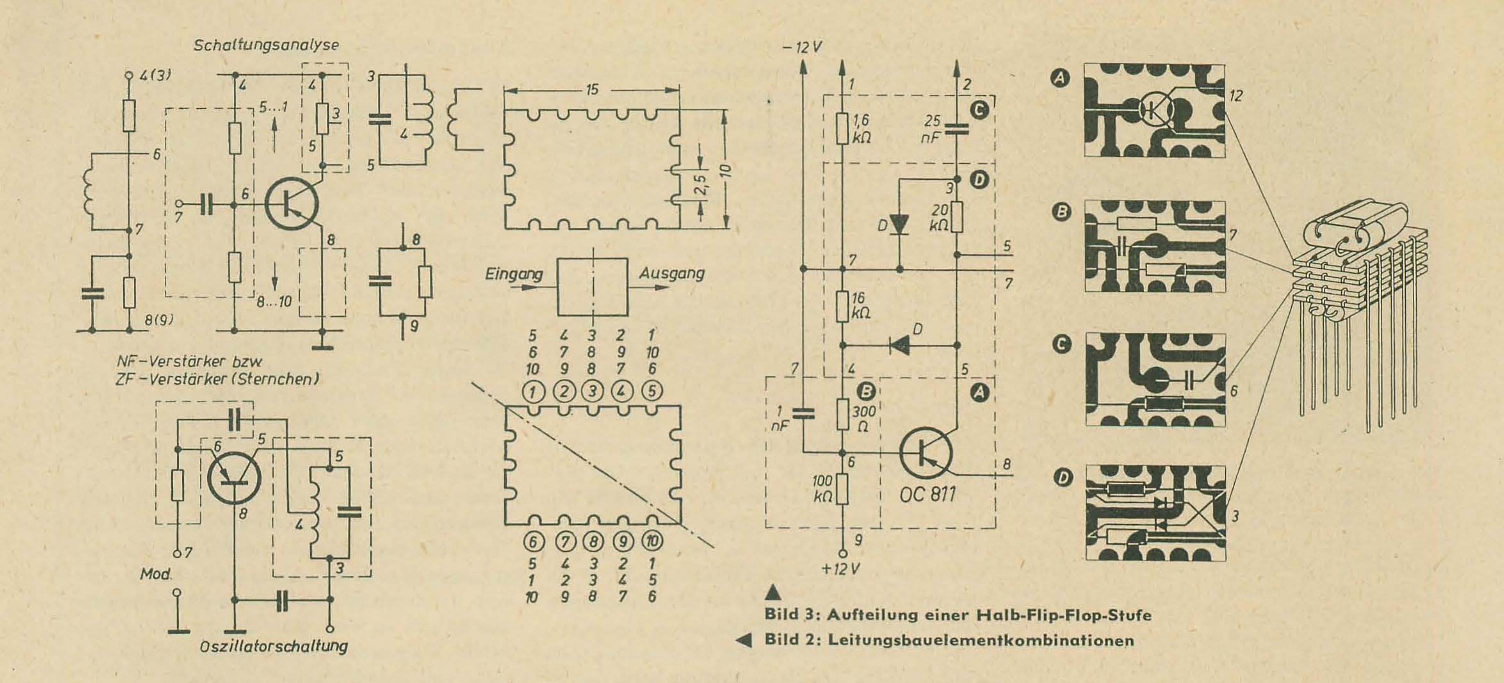


Bild 1: Multivibrator in Modulbauweise

1) Der Vortrag wurde auf der Fachtagung der KDT „Bauelemente der Schwachstromtechnik" am 14. und 15. Juni 1962 in Leipzig gehalten und in der Zeitschrift „Nachrichtentechnik" 11 (1962) S. 404 veröffentlicht.



▲ Bild 3: Aufteilung einer Halb-Flip-Flop-Stufe

◀ Bild 2: Leitungsbauelementkombinationen

setzungen für den Bau von Bauelementen der Subminiaturtechnik bieten. Hohe Isolationswiderstände und Spannungsfestigkeiten sowie geringe dielektrische Verluste gestatten z. B. geringe Abstände zweier Elektroden oder Leitungsführungen; stabiles Klima- und Temperaturverhalten bei verschiedenen Dielektrizitätskonstanten ermöglichen in Verbindung mit den zahlreichen Metallisierungsverfahren, wie Sintern und Bedampfen, die Anfertigung von R-, L- und C-Bauelementen höchster elektrischer Konstanz. Auf den Erfahrungen der Vergangenheit aufbauend, führte der Weg von der ersten keramischen Bauelemente-Leitungskombination, der sogenannten Starrverdrahtung (1936/38), über die Miniaturbaueinheiten in gedruckter Schaltungstechnik (1954) zum Stapelaufbau mit Miniaturröhren und später mit Transistoren (1958) und schließlich zur MM-Technik (1959/60). Bild 1 zeigt die Anordnung einer gedruckten Schaltung in Stapelbauweise mit konventionellen Bauelementen und Transistoren; dargestellt am Beispiel eines Multivibrators. Diese Art der „Modulbauweise" besitzt als Grundelemente die in Einzelplättchen zerlegte gedruckte Schaltungsplatte und ist als Vorläufer der MM-Technik anzusehen.

Ausgehend von einer systematisch durchgeführten Schaltungsanalyse der verschiedensten Stromlaufpläne aus den Gebieten der Nachrichtentechnik und Elektronik, wurden einzelne Funktionsstufen zu einer Baueinheit zusammengefaßt und deren jeweilige Bauelementekombinationen in Gruppen von je zwei bis vier miteinander verbundenen Bauelementen aufgeteilt.

Durch entsprechende Auslegung und Formgebung der Verbindungen der Bauelemente wurde festgestellt, daß die Gruppe, als Komplexelement ausgelegt, in den verschiedensten Schaltungen auch in anderer Funktion immer wieder auftaucht. Eine große Anzahl von verschiedenen Funktionsstufen ist danach mit einer geringen Anzahl dieser Komplexelemente herzustellen.

Diese Überlegungen waren ausschlaggebend für die Entwicklung von Komplexelementen in Plättchenform, deren elektrisches Anschluß- und Kontaktierungsschema nach diesen Gesichtspunkten ausgelegt wurde. Aus technologischen Gründen wurde dafür ein rechteckiges keramisches Trägerplättchen mit den Abmessungen 10 × 15 × 0,8 mm vorgesehen, das zur elektrischen Kontaktierung mehrerer Plättchen untereinander und zur mechanischen Befestigung an den Längsseiten im Abstand von 2,5 mm fünf metallisierte Kerben aufweist. Ein Baustein besteht dabei je nach Anzahl der Bauelemente und nach Schaltungsvariation aus drei bis sechs Einzelplättchen, die mit geringem Abstand übereinander durch zehn Steigdrähte in diesen Kerben miteinander verbunden sind. An den Schmalseiten der Trägerplättchen befinden sich je drei der gleichen Kerben, die nur zur Kontaktierung der aufgedampften, gelöteten oder gesinterten Bauelemente dienen. Durch eine jedem Trägerplättchen eigene Schaltungsfigur, die gleichzeitig den Prüf- und Sortierschlüssel darstellt, sind die Bauelemente mit den Anschlußkerben der Längsseiten verbunden. Im Bild 2 sollen die beiden Stromlaufpläne beliebiger Schaltung den Grundgedanken bei der Schaltungsanalyse verständlich machen, wobei gezeigt wird, daß sich alle Schaltvarianten immer nur auf bestimmte Leitungs-Bauelement-Kombinationen beziehen und daß diese, wenn auch mit anderen Bauelementen, in allen vorkommenden Baustufen dominieren. Die rechte Bildhälfte zeigt die Form und Abmessungen der Trägerplättchen. Im Bild 3 wird die praktische Aufteilung einer Schaltung an einer Halb-Flip-Flop-Stufe gezeigt, wobei besonders die jedem Plättchen charakteristische Schaltungsfigur sichtbar ist.

Im Gegensatz zu Formvorschlägen anderer Firmen, auf die im einzelnen noch eingegangen werden soll, ist das vorliegende Elementarplättchen nicht nur Träger eines oder mehrerer Bauelemente, sondern übernimmt durch die Leitungsführungen gleichzeitig eine Teilverbindung in der Gesamtschaltung. Hierdurch ist es außerdem möglich, mit maximal zehn Steigleitungen bei fast allen Schaltungsvariationen auszukommen.

Für die Unterbringung der Bauelemente steht jedem Plättchen nicht nur die sich ergebende Fläche von 66 mm² (bei Abzug des Kerben- und Kontaktierungsraumes) zur Verfügung, sondern je nach Technologie und Notwendigkeit ist die mit Leitungsbelägen versehene Fläche ebenso ausnutzbar. Bild 4 enthält die Ansicht der Vorder- und Rückseite eines Trägerplättchens, wobei der aufgesinterte Folienkondensator sowie die aufgedampften Metallschichtwiderstände deutlich sichtbar sind.

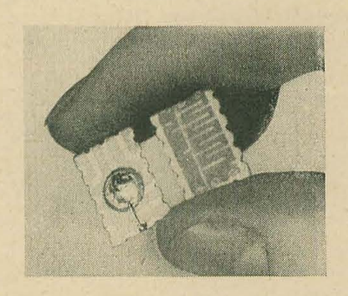


Bild 4: Beiderseitige Ausnutzung des Trägerplättchens

Bauelemente der Mikromodultechnik

Zur Zeit kann entsprechend dem derzeitigen Entwicklungsstand mit folgenden Bauelementen gerechnet werden:

Widerstände

Die Skala der Widerstände reicht von 50 Ω ··· 5 MΩ ≦ ±10% und bis zu 2 W je nach Widerstandswert. Es werden aufgedampfte Chromnickelschichten, gespritzte Zinnoxydschichten oder aufgelötete fadenförmige Volumenwiderstände verwendet. Der Temperaturkoeffizient liegt dabei in der Größenordnung von 0 ··· 0,5%/°C je nach Technologie.

Kondensatoren

Kondensatoren sind mit Kapazitätswerten von 5 pF ··· 100 nF ± 10 und ±20% realisierbar. Sie werden je nach Zweck und Größe als Folienkondensatoren, aufgedampfte Dünnschichtkondensatoren (z. B. mit SiO_2-Dielektrikum) sowie für kleine Werte auch als aufgedruckte Kamm- oder Flächenbelege auf

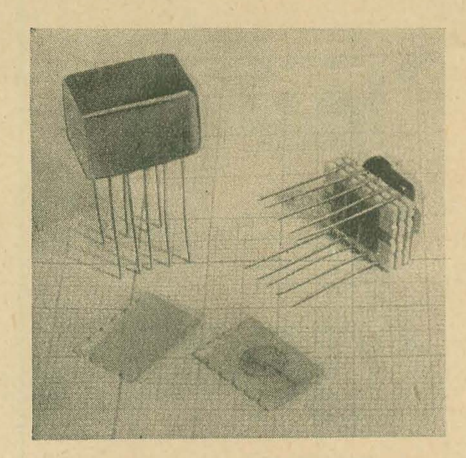


Bild 5: Negator in vergossener und unvergossener Ausführung

keramischen Scheiben mit hoher Dielektrizitätskonstante ausgeführt. Dabei ergeben sich besonders im letzten Fall durch das Kontaktierungsprinzip der Trägerplättchen besondere Vorteile, die sich im Gegensatz zu anderen Techniken durch gleichbleibende geringe Schaltkapazitäten auszeichnen, TK- und C-Werte entscheiden die jeweilige Technologie.

Induktivitäten

Induktivitäten werden im allgemeinen durch den Einbau besonders geeigneter Induktivitätssysteme, z. B. durch Miniaturtopf- oder -schalenkerne, realisiert, wobei es hier noch nicht möglich ist, die Grenzdaten anzuführen, da die laufende Entwicklung noch nicht abgeschlossen ist. Ähnlich verhält es sich mit den Halbleiterbauelementen, die zur Zeit noch in konventioneller Form verwendet werden.

Weiterentwicklungen

Die Entwicklung eines speziellen Flachtransistors für die Anwendung in der MM-Technik läuft gegenwärtig als Vertragsforschung mit dem IHT. Darüber hinaus läuft die Weiterentwicklung und Vervollkommnung der bereits erwähnten Bauelemente in Koordinierung mit dem Kondensatorhersteller im Hinblick auf Kondensatoren bis 10 µF und in Fragen der Widerstände und Induktivitäten.

Die hierbei angegebenen Bauelementewerte, -toleranzen und Temperaturwerte haben nur informatorischen Charakter und sind nur für den Hersteller der Bausteine verbindlich. Für den Anwender und Verbraucher sind dagegen nur die Kenndaten des Bausteines von Interesse.

Montage

Der Zusammenbau der Einheiten geschieht durch Stapelung der mit Bauelementen versehenen Trägerplättchen in Abständen von etwa 0,5 mm bzw. je nach Höhe der entsprechenden Bauelemente, wobei die mechanische und elektrische Verbindung durch die zweimal fünf Steigdrähte an den Längsseiten der Trägerplättchen erfolgt.

Zur weiteren Verbesserung der mechanischen und elektrischen Eigenschaften wird der so montierte Funktionsblock mit einer auf Epoxydharzbasis hergestellten Kunstharzmasse vergossen, die zur Erhöhung der Wärmeleitfähigkeit und zur Herabsetzung des beim Aushärten entstehenden Schwundes mit bestimmten Zusätzen versehen ist.

Die Bausteine erhalten damit gleichzeitig eine Einheitsgröße von 11 × 16 × 12,5 mm und werden für eine später vorgesehene automatische Weiterverarbeitung in magazinähnlichen Verpackungen ausgeliefert. Durch die Anordnung der Steigdrähte bezüglich des Abstandes und der Lage ist den Forderungen der gedruckten Schaltungstechnik und der Zusammenschaltung zu einem Schaltungskomplex weitestgehend Rechnung getragen worden. Im Bild 5 ist ein elektronischer Baustein (Negator) in vergossener und unvergossener Ausführung zu sehen. Im Vordergrund zwei Trägerplättchen.

Zusammenschaltung

Im allgemeinen werden die Baustufen auf gedruckten Leiterplatten zusammengeschaltet, wobei in bestimmten Fällen aus Gründen der „Verkettung" zweiseitig belegtes Hartpapier- oder Keramikmaterial verwendet wird. In Sonderfällen und für bestimmte Anforderungen ist jedoch auf nicht automatischem Wege eine Zusammenschaltung bestimmter Bausteine auch mit durchlaufenden Steigleitungen möglich, so daß sich sehr schlanke stabähnliche Baugruppen ergeben.

An dieser Stelle sei noch etwas zu den oft angegebenen Bauelementedichten gesagt. Die Angaben in der Literatur und in den Werbeschriften sind vielfach sehr widersprechend, da sie teils die maximal mögliche Packungsdichte und teils die in einem Baustein wirklich vorhandenen Bauelemente als Bezugswert für die Volumenausnutzung verwenden. Die angegebene Bauelementedichte ist ohnehin nur eine Vergleichszahl zu anderen Bausteintechniken, und es wird sehr oft der Fehler gemacht, Volumenvergleiche ganzer Gerätekomplexe und Anlagen davon abzuleiten.

Eine weitere, oft diskutierte und damit im Zusammenhang stehende Frage bezieht sich auf die elektrische Leistung eines Bausteines und die damit verbundenen Wärmeverhältnisse. Nach den neuesten Untersuchungen kann gesagt werden, daß diese Problematik meist überschätzt wird, da die vom Baustein geforderte Leistung in erster Linie vom jeweiligen Halbleiterbauelement festgelegt wird. Durch den Wärmeausgleich im Baustein in Verbindung mit der wärmeleitenden Bausteinoberfläche und den Steigleitungen tritt dabei keine wesentliche Veränderung ein.

Bei der Bestückung eines Trägerplättchens mit durchschnittlich zwei bis fünf Bauelementen (z. B. zwei Schichtwiderstände, zwei Kondensatoren und eine Diode) bei drei bis sechs möglichen Trägerplättchen kann bei den vorliegenden KWH-Bausteinen mit einer Bauelementedichte von 18 000 bis 20 000

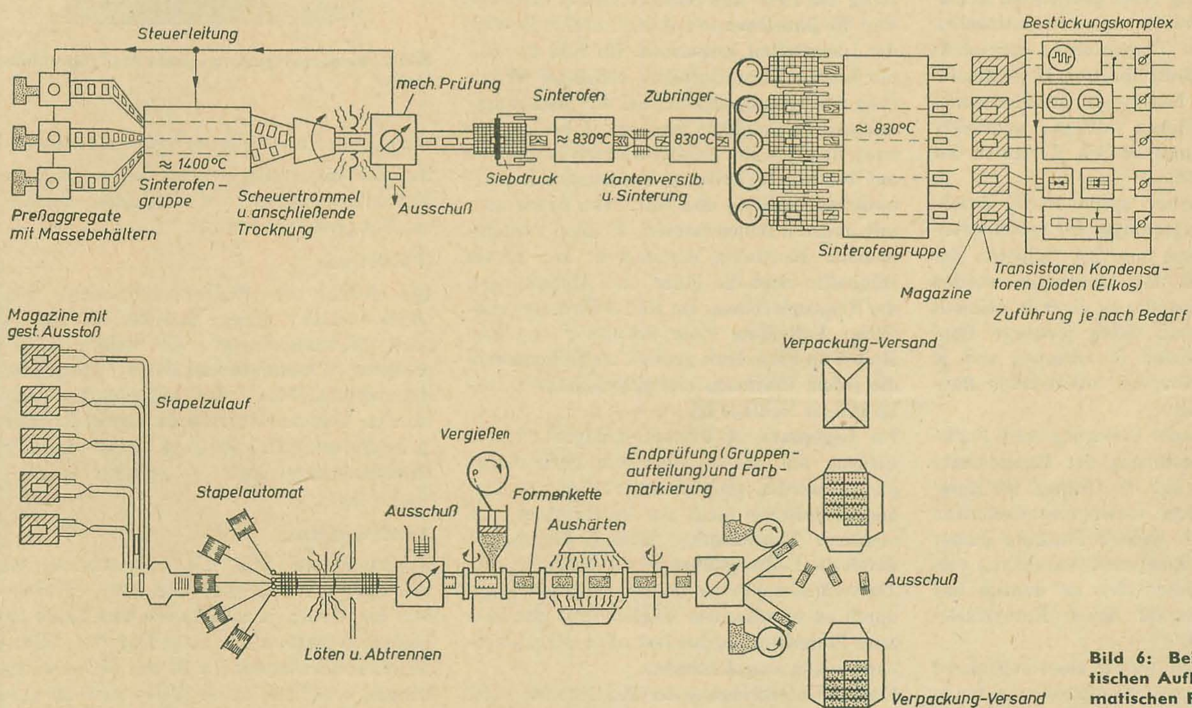


Bild 6: Beispiel des schematischen Aufbaus einer vollautomatischen Fertigungsstraße für MM-Bausteine

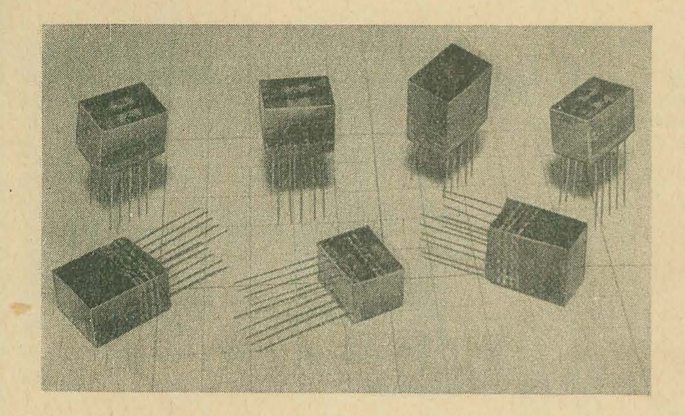


Bild 7: Standardbaureihe für logische Verknüpfungen

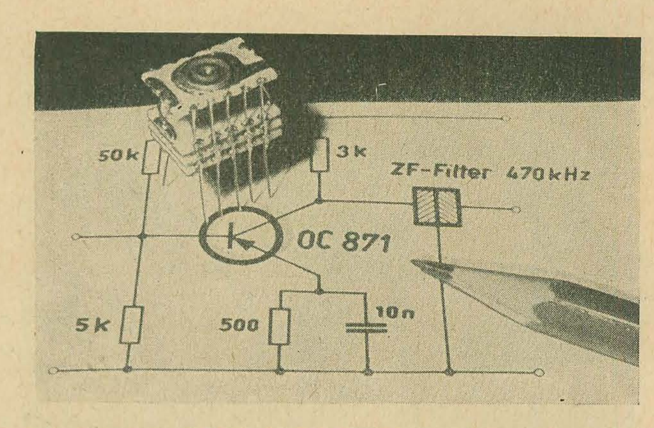


Bild 8: Aufbau einer ZF-Stufe in MM-Technik unter Verwendung eines Piezofilterelements aus oxydischem Sinterwerkstoff (Applikationsmuster)

Bauelementen je dm³ gerechnet werden. Je nach Halbleiterelement ist dabei eine elektrische Leistung von 150 ··· 200 mW je Baustein zulässig.

Fertigungsprogramm und ökonomische Fragen

Wie schon eingangs erwähnt, sind die Konstruktionsgesichtspunkte dieser im VEB KWH entwickelten MM-Technik nicht allein im Interesse einer Subminiaturtechnik, sondern vielmehr nach einer ökonomisch leicht zu realisierenden Fertigungsweise gewählt worden.

Durch die technologisch bestimmte Formgebung des Trägerplättchens, verbunden mit dem Konstruktionsprinzip, ist bei dieser Bauweise die Herstellung von kompletten Bausteinen auf einer vollautomatischen Taktstraße möglich. Zur Zeit wird in Zusammenarbeit mit dem VEB Elektromat am Projekt und an der Konstruktion einer Anlage gearbeitet, die von der Rohware bis zum geprüften und verpackten Baustein alle Arbeitsgänge erfaßt (Bild 6).

Allein dieses Bestreben läßt erkennen, daß in erster Linie eine spätere Anwendung dieser MM-Technik nur dort ökonomisch vertretbar ist, wo große Stückzahlen möglichst gleicher Bausteine benötigt werden. Das trifft vor allem in der modernen Elektronik, der Rechen- und Regeltechnikgeräte zu, wo Tausende gleicher Baustufen eingesetzt werden.

Auf Grund dessen wird zur Zeit im Anwendungslabor des VEB KWH in Zusammenarbeit mit Hauptbedarfsträgern dieser Technik, wie z. B. VEB Elrema, Karl-Marx-Stadt, ZLF und IFR-Berlin, an der Fertigstellung einer Standardbaureihe für logische Schaltungen gearbeitet. Es ist dabei vorgesehen, eine Bausteinserie aus Negatoren, P- und N-Gattern, entsprechenden P- und N-Zusatzgliedern sowie an Ermittlerfolgern und Impulsverstärkern für eine Impulsfolgefrequenz von etwa 30 kHz aufzustellen.

Bild 7 zeigt eine Standardbaureihe für logische Verknüpfungen und elektronische Schaltungen bis etwa 30 kHz mit einer transparenten Umhüllung zur besseren Ansicht des Aufbaues.

Für spezielle Anwendungsgebiete (professionelle Technik) werden HF- und NF-Bausteine entwickelt, wobei an der Einschließung bestimmter piezoelektrischer Filter, Schalter, Potentiometer, Regelkondensatoren usw. in die MM-Technik gedacht wird. Dadurch soll den Verbrauchern, die in erster Linie die Forderungen der Subminiaturtechnik vertreten, eine Möglichkeit zur konzentrierten Bauweise gegeben werden (siehe Bilder 8, 9 und 10).

Vergleich mit der Mikromodultechnik anderer Hersteller

Grundsätzliches

Die Besonderheit des in den KWH beschrittenen Weges wird deutlich, wenn man dagegen die in anderen Ländern und von anderen Herstellern bekannten Mikromodultechniken betrachtet. Alle Konstruktionsgesichtspunkte sind dabei ausschließlich auf eine maximale Bauelementekonzentration gerichtet, wobei im Durchschnitt erst in zweiter Linie von der Möglichkeit einer vollautomatischen Herstellungsweise geschrieben wird.

Typisch für alle diese Ausführungen ist dabei, daß die in quadratischer oder sechseckiger Form verwendeten Trägerplättchen im allgemeinen nur die Bauelemente tragen, das heißt, selbst zu einem Einzel- oder Mehrfachbauelement in anderer Form geworden sind. Die Verdrahtung wird von den an allen Seiten der Trägerplättchen notwendigen Steigdrähten übernommen. Eine große Anzahl verschiedener Einzelplättchen ist notwendig, um einen Funktionsblock zu erhalten.

RCA

Als wohl bekannteste Technik ist seit dem Jahre 1956 die MM-Bauweise der RCA, USA, zu nennen In Anlehnung an das vom „Nationalbureau of Standards" entwickelte MDE-MPE-Prinzip (Tinkertoy) [1] wurde hierbei auf Transistorbasis eine anerkennenswerte Technik mit Trägerplättchen in der Größe von

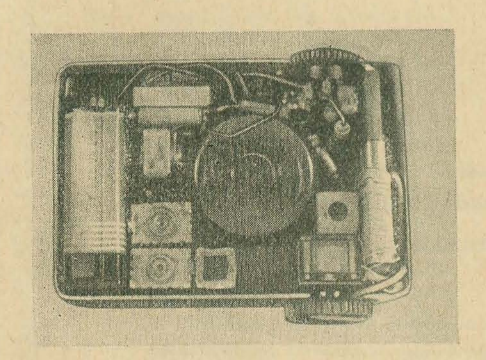
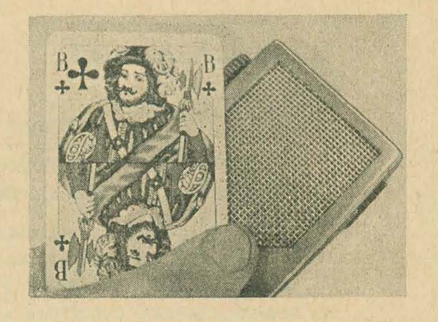
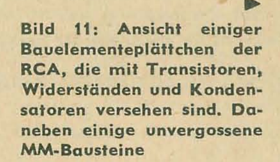
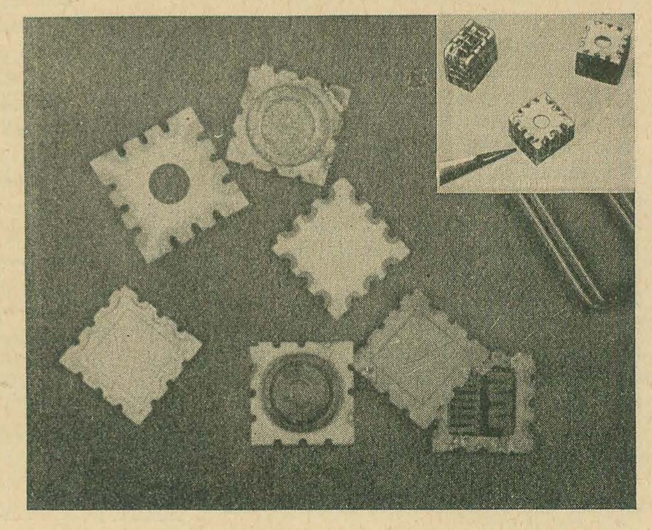


Bild 9: Laboraufbau eines Taschenrundfunkempfängers unter Verwendung der in Entwicklung befindlichen Mikromodul-HF- und -ZF-Bausteine sowie eines vollkeramischen Zwergdrehkondensators



▲ Bild 10: Größenvergleich des Taschenrundfunkempfängers mit einer Spielkarte





▶ Bild 11: Ansicht einiger Bauelementeplättchen der RCA, die mit Transistoren, Widerständen und Kondensatoren versehen sind. Daneben einige unvergossene MM-Bausteine

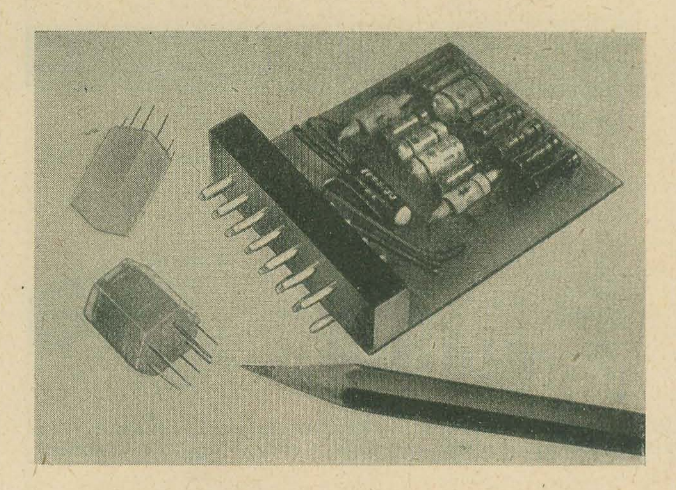


Bild 12: Vergleich zweier Siemens-Bausteine mit einer konventionellen Schaltung gleicher Funktion [3]

7,9×7,9×0,25 mm entwickelt [2]. Jn Verbindung mit einer großen Anzahl der verschiedenartigsten Technologien werden die aus Keramik oder auch Glas bestehenden Träger mit Widerständen und Kondensatoren sowie Induktivitäten, Transistoren und Dioden versehen (siehe Bild 11).

Nicht selten werden auch hierbei die Trägerplättchen aus Versätzen mit hoher Dielektrizitätskonstante hergestellt, wobei nach Meinung des Autors auf Grund des Aufbauprinzips mit unangenehmen Schaltkapazitätsschwankungen und unzulässigen Koppeleffekten zu rechnen ist (z. B. bei ε 7000 etwa 20 ··· 100 pF).

Die Zusammenschaltung der Trägerplättchen wird durch insgesamt zwölf Steigdrähte, an jeder Seite also mit drei Steigdrähten, in entsprechend lötbar metallisierten Kerben durchgeführt. Bei einer zu einem Block vergossenen Baustufe in den Abmessungen von etwa 9,3×9,3×10 mm werden Bauelementedichten von etwa 25000 Bauelementen/dm³ angegeben.

Im Hinblick auf eine hierbei angestrebte vollautomatische Herstellung dieser Baustufen scheint das Problem etwas schwieriger, da in bestimmten Punkten der sinterkeramischen Technologie nicht immer Rechnung getragen wurde. Als Beispiel sei dabei die Anordnung der einige zehntel Millimeter tiefen Kennkerbe am Eckpunkt eines jeden Plättchens angeführt, was im Bild 11 besonders veranschaulicht wird.

Siemens

Ein anderer Vorschlag zur MM-Bauweise wurde in den letzten Jahren von der Firma Siemens gemacht [3] [4]. Hierbei handelt es sich um das gleiche Konstruktionsprinzip wie bei der RCA, jedoch werden hierbei sechseckige Trägerplättchen mit einer Schlüsselweite von 10,5 mm verwendet. Neben der etwa kreisförmigen Nutzfläche verspricht man sich durch die bienenwabenförmigen Bausteinformen eine maximale Raumausnutzung. Die praktische Anwendung zeigt jedoch auch hierbei, daß durch die den Baustein vollkommen umschließenden Steigdrähte, genau wie bei den Bausteinen der RCA, in vielen Fällen ein höherer Platzbedarf durch Verbindungsleitungen um den Baustein herum in Kauf genommen werden muß (Bild 12).

Weitere Möglichkeiten

Als Abarten, die jedoch ebenfalls in das Gebiet der MM-Technik fallen, sind der Vollständigkeit halber Erzeugnisse zu nennen, die Bausteine in Transistorform mit Abmessungen von 8,3×6,3 mm umfassen (z. B. Thomson-Houston) sowie das in den USA entwickelte TIMM-System, das auf der Basis ring- und quadratförmiger Keramikträger heizfadenlose Röhrenbaustufen in den Abmessungen 10 ×15 mm ∅ für besondere Anwendungen umfaßt.

Zu der vielfach angeführten Molekularelektronik sei hier so viel erwähnt, daß sie keinesfalls die Weiterentwicklung der MM-Technik darstellt, sondern als besonderes Gebiet der Halbleitertechnik gerechnet werden muß. Die Möglichkeit, sie in entsprechender Kombination mit der MM-Technik einzusetzen, wird neben der Entwicklung und Realisierung von der Leistung dieser Technik abhängen [5] [6] [7] [8].

Schlußbemerkung

Es ist erwiesen, daß insbesondere die Subminiaturisierung weitere Fortschritte machen wird, da sie die Entwicklung der modernen Nachrichtentechnik und Elektronik wesentlich mitbestimmt. Sie wird aber nur dann zur Stufe einer Weiterentwicklung werden, wenn sie ökonomisch realisierbar ist und mit dem Ziel zur Verbesserung der Technik und zum Wohle aller genutzt wird.

Dieser Beitrag wurde der „Nachrichtentechnik" 11 (1962) entnommen.

Literatur

[1] Projekt Tinkertoy: American Ceram. Soc. Bulletin 12 (1952) S. 437, und Funktechnik 1 (1954) S. 24

[2] S. F. Danko, W. L. Doxey und Mc. J. P. Naul: The micromodule: A logical approach to microminiaturization; Proc. IRE 5 (1959) S. 394—403

[3] E. Assmann: Mikro-Elektronik und Mikro-Modul-Technik; Siemenszeitschrift 11 (1960) S. 766—771

[4] E. Assmann: Mikro-Modul-Technik, ihre Begründung und Grenzen; radio mentor 11 (1961) S. 960—964

[5] D. H. Awender: Mikrominiaturisierung und Molekularelektronik; radio mentor 2 (1960) S. 108—112

[6] K. Tetzner: Molekular-Elektronik; Funkschau 9 (1960) S. 225—226

[7] Technik und Möglichkeiten der molekularen Elektronik; radio und fernsehen 10 (1960) S. 309—312

[8] W. Hennig: Wege zur Mikro-Miniaturisierung; Elektronik 6 (1960) S. 163—167

Akkuladegerät mit Germanium-Leistungsgleichrichtern

Ing. HORST ENGEL

Das für den Selbstbau beschriebene Ladegerät liegt unter dem Preis handelsüblicher Ladegeräte gleicher Leistung. Es ermöglicht auf Grund der großen Regelmöglichkeit der Ausgangsspannung die Aufladung aller handelsüblichen NC- und Bleiakkumulatoren.
Speziell entwickelt wurde es zur Aufladung der Starterbatterien von Kraftfahrzeugen. Dieses Gerät dürfte für alle Besitzer von Kraftfahrzeugen, zur Aufladung der Batterie in den Wintermonaten und zur Pflege der Batterie, von Interesse sein.

Durch den Einsatz der Germanium-Flächengleichrichter OY 122 bzw. OY 123 ist eine maximale Stromentnahme von 10 A möglich. Damit ist eine Aufladung der Starterbatterie in kurzer Zeit durchführbar, die mit den meist angebotenen Ladegeräten auf Grund geringerer Leistung nicht ausgeführt werden kann.

Allgemeine Hinweise für die Akkuladung

Die Kapazität des Akkus wird in Amperestunden (Ah) angegeben. Sie ist das Produkt von Entladestrom und Entladezeit und bestimmt den maximalen Ladestrom.
Vor dem Laden ist auf den vorgeschriebenen Flüssigkeitsstand zu achten (etwa 5 ··· 10 mm über Plattenoberkante). Als Füllflüssigkeit für Bleiakkumulatoren wird verdünnte Schwefelsäure (Dichte 1,18 ··· 1,28), für Stahl-Akkumulatoren verdünnte Kalilauge (Dichte 1,18 bis 1,20) verwendet.

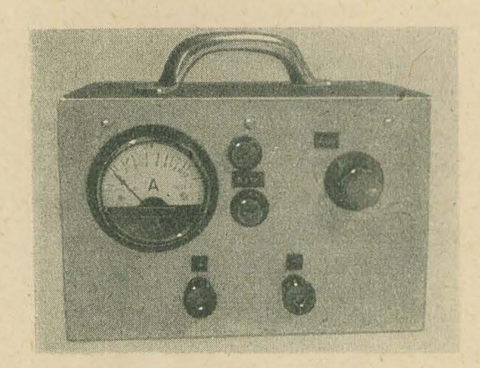


Bild 1: Ansicht des Ladegerätes

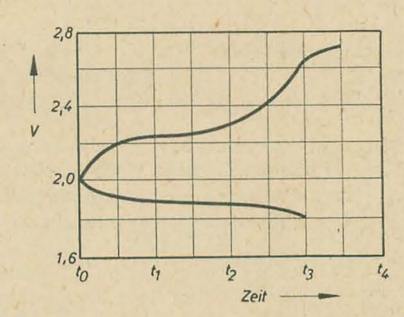


Bild 2: Lade- und Entladespannung einer Zelle eines Bleiakkus

Tabelle 1 vermittelt einen Überblick über die bei einer Akkuladung möglichen Ströme und notwendigen Spannungen.
Bild 2 zeigt die bei der Ladung und Entladung eines Bleiakkus auftretenden Spannungen. Die Ladespannung steigt von 2,0 V zuerst langsam auf 2,3 V, und in der Zeit t_2 bis t_3 erfolgt ein steiler Anstieg auf 2,7 V. Kurz nach der Ladung sinkt die Spannung wieder auf etwa 2,1 V. Die Entladekurve richtet sich nach dem Entladestrom; bei 1,8 V ist der Akku entladen, weitere Stromentnahme schadet.
Als Beispiel zur Tabelle 1 werden in der Tabelle 2 die möglichen Ladeströme bei der Aufladung einer Starterbatterie 12 V/56 Ah genannt.

Schaltung des Ladegerätes

Die vom Ladegerät abgegebene Spannung soll in weiten Grenzen regelbar sein. Da ein hochbelastbarer Regelwiderstand sehr viel Raum beansprucht und außerdem viel Wärme erzeugt, wurde die Umschaltung der Trafowicklung gewählt. Bild 3 zeigt das Schaltbild des Ladegerätes für 6/12-V-Akkus.
Innerhalb der Sekundärwicklung W_3 wird eine Grobumschaltung zur Ladung einer 6-V- bzw. 12-V-Batterie vorgesehen. Die Primärwicklung W_1 wird durch die Zusatzwicklung W_2 verlängert, die durch Änderung des Übersetzungsverhältnisses die Ausgangsspannung herabsetzt. Zwei Germanium-Leistungsgleichrichter Gr_1 und Gr_2 dienen zur Gleichrichtung der von W_3 kommenden Wechselspannung in Zweiwegschaltung. Die Sicherung soll mit ihrem Ansprechwert nur etwas über der größten Stromaufnahme des Gerätes liegen, um bei einem Kurzschluß der Anschlußklemmen die Gleichrichter zuverlässig zu schützen. Die Vorwiderstände R_{v1} und R_{v2} — je etwa 0,05 Ω — dienen als Diodenschutz und zum

Tabelle 1: Ladeströme und -spannungen

Ladestrom	Bleiakku	Stahlakku
Nennladestrom	1,0 × 5-stündiger Entladestrom	1,0 × 5-stündiger Entladestrom
ab Gasung bezogen auf Nennladestrom	etwa 40%	etwa 50%
am Ende bezogen auf Nennladestrom	etwa 20%	etwa 50%
oder im Mittel während Gasung bezogen auf Nennladestrom	etwa 25%	etwa 50%
bei Dauerladung	etwa 0,2%	etwa 0,2%
Schnelladung[1])	2 ··· 4facher Nennladestrom, Temperatur der Füllflüssigkeit darf etwa 40 °C nicht überschreiten, bei Beginn der Gasung auf die vorgeschriebene Stromstärke herabsetzen!	
Aufladung mit den obengenannten Strömen (Ladespannungen in V je Zelle)		
zu Beginn	2,0 ··· 2,15	1,4 ··· 1,45
am Ende	2,6 ··· 2,7	1,75 ··· 1,8
im Mittel	2,35 ··· 2,4	1,6 ··· 1,65
Dauerladung	2,15 ··· 2,25	1,45 ··· 1,5

[1]) Nur zur Information, das beschriebene Gerät ist nicht dafür ausgelegt

Tabelle 2: Möglicher Ladestrom für einen 12-V/56-Ah-Akku

Nennladestrom	etwa 10 A bis zu Beginn der Gasung
Ladestrom ab Gasung	etwa 4 A
Ladestrom am Ende	etwa 2 A
mittlerer Ladestrom während der Gasung	etwa 2,5 A
bei Dauerladung	etwa 200 mA
Schnelladung[1])	20 ··· 40 A bis zu Beginn der Gasung

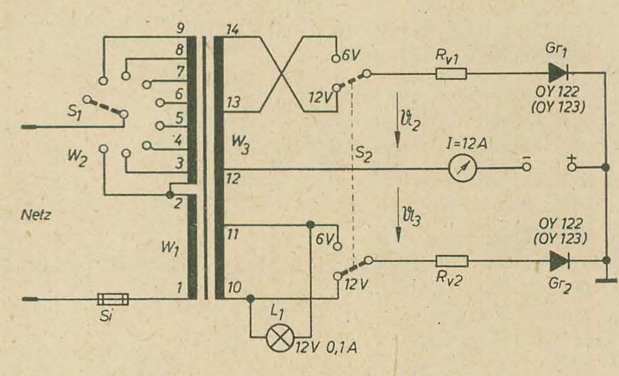


Bild 3: Schaltung des Ladegerätes für 6/12-V-Akkus

Ausgleich von unsymmetrischen Trafospannungen $\mathfrak{U}_2$ und $\mathfrak{U}_3$. Die Glühlampe L_1 wird an eine geeignete Trafowicklung gelegt — mit etwa 50% unter Nennspannung betrieben — und dient in einer entsprechenden Fassung als Signallampe bei eingeschaltetem Gerät. Der Stufenschalter S_1 hat eine Nullstellung, in der das Gerät ausgeschaltet ist. Beim Weiterschalten schaltet er das Gerät ein und erhöht die Ausgangsspannung in der gewünschten Weise. Der Umschalter S_2 schaltet die Sekundärwicklung des Trafos für die Ladung von 6-V- und 12-V-Akkus um. Die Ausführung von S_2 ist so zu wählen, daß Ströme bis max. 10 A geschaltet werden können.
Im Mustergerät wurde, wie Bild 4 zeigt, auf dem Trafo eine Platte aus Isoliermaterial befestigt. Diese trägt 2×3 Telefonbuchsen, die bei der Umschaltung durch Kurzschlußstecker verbunden werden. Die Buchsen sind so anzuordnen, daß eine versehentliche Verbindung der 6-V- mit der 12-V-Wicklung nicht möglich ist. Bild 5 zeigt die Anschlüsse der Umschaltplatte.
Alle Drahtverbindungen im Gerät, die sekundärseitig vom Trafo liegen, müssen mit dickem Kupferdraht (mindestens 2 mm ∅) ausgeführt werden.

Bemessung der Leistungsgleichrichter und des Trafos

Die Wahl der Sperrspannung U_{KA} der Germaniumgleichrichter richtet sich nach der Höhe der gewünschten Ausgangsspannung des Ladegerätes. Die Nennspannung der Gleichrichter liegt — auch bei 10% Netzüberspannung — etwa 30% unter der Durchbruchspannung. Dieser Sicherheitsabstand dient zum Auffangen nichtperiodischer Spannungsspitzen aus dem Netz.

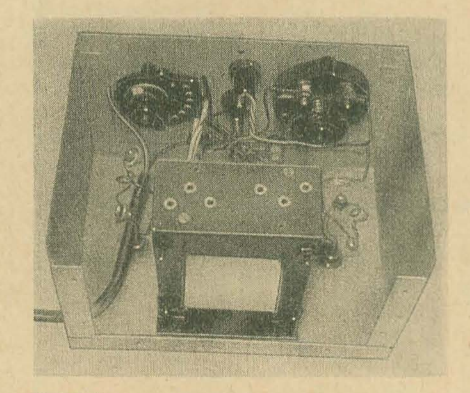


Bild 4: Innenansicht des Ladegerätes

Da im Ladegerät die Gleichrichter auf Gegenspannung (Akkuspannung) arbeiten, darf die Anschlußspannung nur die Hälfte der Nennsperrspannung U_{KA} betragen.

Ladegerät zur Ladung von maximal drei Bleizellen einer 6-V-Batterie bzw. fünf Zellen einer Stahlbatterie

Berechnung der notwendigen Nennsperrspannung des Gleichrichters:

Ladespannung bei geladenem 6-V-Akku U_{Akku} = 8,1 V
Spannungsabfall an Instrument und Leitungen U_L etwa 0,5 V
Sicherheitsabstand 20% etwa 2,0 V
mögliche Spannung am Gleichrichter etwa 11 V
notwendige Nennsperrspannung U_{KA} etwa 22 V
gewählter Typ: OY 121 mit U_{KA} = 40 V

Ladegerät zur Ladung von maximal sechs Bleizellen einer 12-V-Batterie bzw. zehn Zellen einer Stahlbatterie

Berechnung der notwendigen Nennsperrspannung des Gleichrichters:

Ladespannung bei geladenem 12-V-Akku U_{Akku} = 16,2 V
Spannungsabfall an Instrument und Leitungen U_L etwa 0,5 V
Sicherheitsabstand 20% etwa 3,5 V
mögliche Spannung am Gleichrichter etwa 20 V
notwendige Nennsperrspannung U_{KA} etwa 40 V
gewählter Typ: OY 122 mit U_{KA} = 65 V
oder OY 123 mit U_{KA} = 100 V

Notwendige Trafoleistung zur Ladung von 12-V-Batterien:

I_{Lade} = 10 A; U~ etwa 18 V
Trafoleistung = 10 A · 18 V = 180 VA
gewählter Trafotyp M 102b mit 180 VA bei Dyn.Blech III

Notwendige Sekundärtrafospannungen:

6-V-Akkuladung

Gegenspannung U_{Akku} = 8,1 V
Spannungsabfall der Leitung U_L etwa 0,5 V
Spannungsabfall an R_v U_R = 0,5 V
Durchlaßspannung U_{AKmax} = 0,8 V
Trafowechselspannung U~ etwa 10 V

12-V-Akkuladung

Gegenspannung U_{Akku} = 16,2 V
Spannungsabfall der Leitung U_L etwa 0,5 V
Durchlaßspannung U_{AKmax} = 0,8 V
Trafowechselspannung U~ etwa 18,0 V

Bild 5: Anschlüsse der Umschaltplatte

Tabelle 3: Netztrafo des Ladegerätes

Wicklung	Windungen	Drahtdurchmesser in mm	Hinweise	Anschlüsse
W_1	550	0,65 CuL	Lagenweise, mit Lagenisolation 0,06 mm	1—2
W_2	350	0,5 CuL	Lagenweise, mit Lagenisolation, alle 50 Wdg. Anzapfung	2—9
Zwischenisolation 2×0,1 mm Lackpapier				
$^1/_2$ W_3	44	2,0 CuL	bei 22 Wdg. Anzapfung	10—11—12
Zwischenisolation 1×0,1 mm Lackpapier				
$^1/_2$ W_3	44	2,0 CuL	bei 22 Wdg. Anzapfung	12—13—14

Die Wickeldaten des Netztrafos sind in der Tabelle 3 angegeben. Das Wickeln des Trafos soll sehr fest erfolgen. Der Wickelraum wurde voll ausgenutzt, um die Zusatzwicklung W_2 mit möglichst vielen Windungen und Anzapfungen zu versehen und ein Herunterschalten auf kleinste Ladestromstärke zu ermöglichen.
Die Leistungsgleichrichter Gr_1 und Gr_2 werden unter Zwischenlage einer möglichst großen Kupferscheibe — etwa 2 mm stark — mit ihren Befestigungsbolzen auf dem Chassis festgeschraubt. Dabei muß beachtet werden, daß die Auflageflächen frei von Farbe, Rost o. ä. sind, um eine gute Wärmeübertragung zu erreichen. Mit einem Draht ausreichenden Querschnittes werden beide Kupferscheiben, die mit Lötfahnen versehen sind, und die (+)-Anschlußklemme miteinander verbunden, so daß der Ladestrom nicht unkontrolliert über das Chassis fließen kann.

Mechanischer Aufbau

Das Ladegerät kann in ein vorhandenes Gehäuse eingebaut werden. Es ist jedoch unbedingt darauf zu achten, daß die Wärmeableitung der Germanium-Leistungsgleichrichter gewährleistet ist. Der Aufbau der Gleichrichter soll dann auf einem in vertikaler Lage befindlichen Aluminium-Kühlblech von mindestens 300×150×2 mm erfolgen.
Das Mustergerät wurde aus 1,5 mm Stahlblech aufgebaut und mit Hammerschlaglack gespritzt. Das Gehäuse selbst stellt die Kühlfläche für die Gleichrichter dar, dadurch führt das Gehäuse Pluspotential. Diese Tatsache

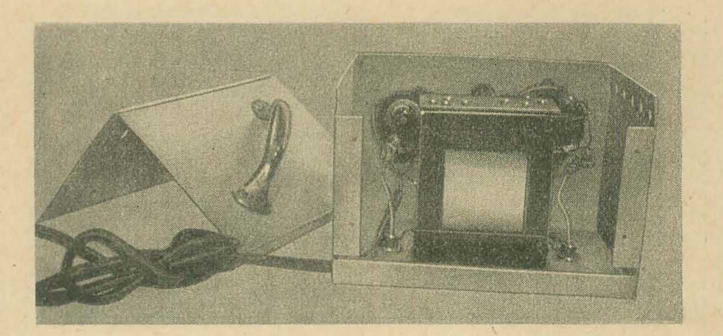


Bild 6: Ansicht des geöffneten Gehäuses mit Deckel

muß beim Betrieb beachtet werden (z. B. darf das Ladegerät beim Laden der Starterbatterie mit der Metallkarosse des PKW keine metallische Verbindung bekommen). Das Gehäuse besteht, wie Bild 6 zeigt, aus zwei Teilen. Deckel und Rückwand können abgenommen werden. Besonders wichtig sind entsprechende Lüftungslöcher, die für eine richtige Luftzirkulation innerhalb des Gerätes sorgen. Der Trafo steht durch die Befestigungswinkel etwa 15 mm über dem Boden, so daß rechts und links der Luftaustritt möglich ist (10 Luftlöcher im Boden unter dem Trafo). Das Gerät wurde mit einem Tragegriff, mit Gummifüßchen und außerdem mit zwei Langlochbohrungen in der Rückwand zum Anhängen, z. B. an die Garagenwand, versehen.

Umbau eines vorhandenen Weicheiseninstrumentes als Anzeigeinstrument

Die Anzeige des fließenden Ladestromes erfolgt durch das Instrument I. Es ist jedes Amperemeter, das den erforderlichen Bereich erfaßt, verwendbar. Durch Änderung der Wicklung läßt sich auch ein gerade vorhandenes Weicheiseninstrument zur Anzeige benutzen. Auch ein sogenanntes „Radiovoltmeter" aus der Bastelkiste kann hier als Amperemeter seine Aufgabe erfüllen. Am Beispiel des Radiovoltmeters soll der Umbau erklärt werden.

Diese Instrumente besitzen meist einen 6-V- und einen 120-V-Bereich. Zur Berechnung der neuen Wicklung muß der für Vollausschlag nötige Strom für den 6-V-Bereich gemessen werden. Dann wird durch Abwickeln die Windungszahl der 6-V-Wicklung festgestellt. Man erhält die Amperewindungszahl — Strom × Windungszahl — die nötig ist, um das Instrument zum Vollausschlag zu bringen. Diese gleiche Amperewindungszahl muß nun wieder aufgebracht werden, allerdings unter Berücksichtigung des neuen Meßbereiches. Der Drahtdurchmesser des zu verwendenden Drahtes muß so gewählt werden, daß bei Vollast noch keine nennenswerte Erwärmung auftritt.

Beispiel

Sollwert:	Vollausschlag des Instrumentes bei 10 A
Istwert beim 6-V-Bereich:	Vollausschlag des Instrumentes bei 0,1 A; Wicklung für 6 V hat 1000 Wdg. CuL (100 AW)
Berechnung:	100 AW : 10 A (Sollwert) = 10 Wdg. (neue Wicklung)
Drahtstärke:	bei einer zugelassenen Stromdichte von 3 A/mm² genügt für die Wicklung 2 mm Kupferlackdraht

Nach Aufnahme der Skalenwerte durch Vergleichsmessung mit einem anderen Amperemeter und Zeichnung der Skala ist das Instrument einbaufertig.

Betrachtung einiger Entwicklungsstufen an Mehrsystemelektronenröhren

KLAUS FUCHS

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

Allgemeines

Bereits im Jahre 1917 wurde erstmalig vorgeschlagen, mehrere Elektrodensysteme in einem Vakuumgefäß zu vereinigen. Gleichzeitig wurde zu diesem Zeitpunkt die Empfehlung gegeben, einen Teil der Schaltung, in der die Verbundröhre arbeitet, innerhalb der Röhre zu verlegen. Ein Jahr später wird eine gemeinsame Katode aktuell, deren Emission in verschiedenen Systemen auf verschiedenen Seiten der Katode wirksam wird. Mit der Entwicklung der Rundfunkgeräte in den zwanziger Jahren wurden die ersten brauchbaren Konstruktionen von Mehrsystemröhren geschaffen, bei denen zwei Systeme über die Länge einer Katode angeordnet sind.

Derartige Röhren sind besonders als kombinierte Oszillator- und Verstärkerröhre geeignet. Auch die allgemein bekannte Loewe-Mehrfachröhre wurde in dieser Zeit entwickelt. Bei ihr sind die Kopplungselemente zwischen den einzelnen Elektrodensystemen — und zwar zwei hochohmige Widerstände zusammen mit einem Übertragungskondensator, jeweils für sich in eine evakuierte Glashülle eingeschmolzen — zu einem einheitlichen Bauelement zusammengesetzt.

Vorteil der Mehrsystemröhren

Es waren vorwiegend wirtschaftliche Überlegungen, die zur Entwicklung von Mehrfachröhren geführt haben, und bis in die heutige Zeit läßt sich sowohl bei der Herstellung als auch bei der Anwendung von Mehrsystemröhren eine nachweisbare Kosteneinsparung feststellen. So kann z. B. der Röhrenhersteller dem Röhrenverbraucher eine Röhre zur Verfügung stellen, die die Funktion zweier oder mehrerer Röhren im Gerät übernimmt, im Preis jedoch wesentlich billiger ist als die für den gleichen Zweck erforderlichen Einzelröhren. Die Vorteile für den Erzeuger und damit die Möglichkeit einer verbilligten Herstellung bestehen im wesentlichen darin, daß für mehrere Röhrensysteme nur ein Röhrenfuß oder Sockel und nur ein Glaskolben erforderlich ist und daß der technologische Fertigungsablauf, wie z. B. die Arbeitsgänge Einschmelzen, Pumpen, Formieren, Kennzeichnen der Röhre und Verpacken, den gleichen Aufwand erfordert, wie er bei einer Einzelsystemröhre auch notwendig wäre.

Für die Röhrenverbraucher ergibt sich als Vorteil außer dem bereits genannten niedrigerem Kaufpreis ein geringerer Schaltungsaufwand im Gerät. Es werden nur eine Fassung und weniger Schaltmaterial benötigt. Die in modernen Geräten oft kritischen Platzverhältnisse können bei Verwendung von Mehrsystemröhren gut genutzt werden.

Nachteile der Mehrsystemröhren

Der Bau und die Anwendung derartiger Röhren bringt aber auch Nachteile mit sich. Der Röhrenhersteller muß z. B. für die Montage der Systeme gut qualifizierte Arbeitskräfte einsetzen und mit einer höheren Ausfallquote rechnen, da mit mehreren Systemen in einer Röhre auch mehr Fehlerquellen auftreten. Ein bemerkenswerter ökonomischer Nachteil, mit dem auch die Röhrenverbraucher rechnen müssen, ist der Verlust der ganzen Röhre, wenn ein System unbrauchbar ist bzw. im Gerät unbrauchbar wird. Das heißt, man ist gezwungen, auf den noch funktionsfähigen Teil einer Röhre zu verzichten, wenn ein System funktionsunfähig wird.

Technische Forderungen

Es müssen jedoch nicht immer wirtschaftliche Betrachtungen sein, die die Verwendung von Mehrsystemröhren gegenüber Einzelröhren vorteilhaft erscheinen lassen. Auch technische Forderungen können die Konstruktion der Röhren bestimmen. Bei der Doppeltriode ECC 91 ist die Verbindung der beiden Systeme zu einer Röhre z. B. deshalb zweckmäßig, weil über eine möglichst kurze Katodenverbindung die Induktivität klein gehalten werden soll.

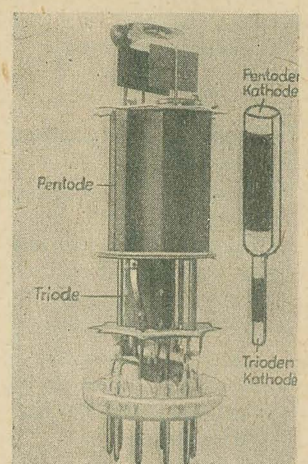
Im folgenden sollen vom Standpunkt des Röhrenentwicklers einige konstruktive Maßnahmen behandelt werden, die auf Grund der technischen Forderungen in den letzten acht Jahren die Gestalt und die Herstellungstechnologie von Mehrsystemröhren beeinflußten. Einige Trioden-Pentodensysteme zeigen diesen Entwicklungsgang besonders anschaulich.

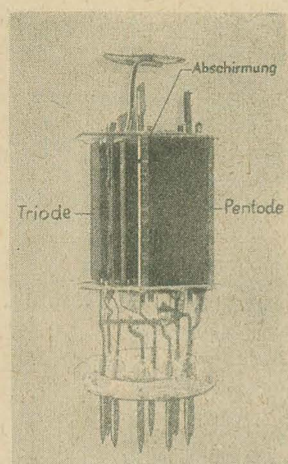
Mehrsystemröhren lassen sich in zwei durch ihre Konstruktion gegebene Gruppen einteilen:

a) Systeme mit einer gemeinsamen Katode
b) Systeme mit getrennten Katoden

Systeme mit einer gemeinsamen Katode

Eine für die erstgenannte Gruppe typische Konstruktion ist im Bild 1 mit der Röhre PCL 81 dargestellt. Als unterer Teil der Röhre ist deutlich das Triodensystem und als oberer Teil das Pentodensystem zu erkennen. Bei diesem Typ hat man erstmalig die für eine Pentode und eine Triode zweckmäßigsten





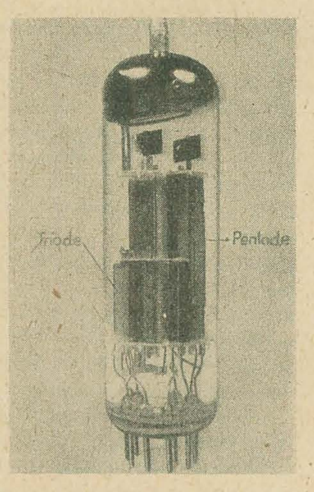


Bild 1 (links): Aufbau der PCL 81. Die rechts dargestellte Katode entspricht der Einbaulage im System

Bild 2 (Mitte): Nebeneinander angeordnete Systeme, die durch eine Mittelabschirmung getrennt sind (PCL 84)

Bild 3 (rechts): An dieser Röhre ist deutlich das angesetzte kürzere Triodensystem erkennbar

Katodenquerschnitte in einer Katode vereinigt. So hat der obere zur Pentode gehörende Teil der Katode einen tonnenförmigen und der untere zur Triode gehörende Teil einen kreisrunden Querschnitt.

Der Grund für eine derartige Querschnittskombination ist folgender: Für die leistungsmäßig starke Pentode wird eine möglichst große Katodenoberfläche benötigt. Um die Bauhöhe des Systems nicht unnötig zu vergrößern, wählt man einen für die Form der Gitterelektroden geeigneten Querschnitt mit relativ großem Umfang. Das Verhältnis Länge zu Querschnitt muß so sein, daß eine möglichst gleichmäßige Erwärmung der wirksamen Katodenfläche durch den Heizer garantiert ist. Eine gute Temperaturverteilung ist aber nur dann gegeben, wenn die haltenden und wärmeabführenden Isolierteile einen genügend großen Abstand von der Emissionspaste haben, aber auch nicht so weit auseinanderliegen, daß die aufzuwendende Heizleistung unzulässig groß wird. Aus diesem Grunde muß auch der Katodenteil der meist leistungsschwächeren Triode eine genügend große Länge und — weil hier nur eine kleine Katodenfläche benötigt wird — einen entsprechend kleineren Katodenquerschnitt erhalten. Würde für die Triode der gleiche Katodenquerschnitt wie für die Pentode beibehalten werden, bei älteren Röhren ist dies der Fall, wäre die Triodensystemlänge sehr kurz und die Temperaturverteilung an der Katode im Triodenteil sehr ungünstig. Der Aufbau derartiger Systeme mit gemeinsamer Katode ist meistens mit einem wesentlichen technischen Mangel behaftet. Bei den meisten Röhren dieser Art läßt sich nicht vermeiden, daß sich die Gitterenden und Haltelappen der Elektroden beider Systeme an der Stelle gegenüberstehen, an der die Systeme mechanisch miteinander verbunden sind. Hierdurch ergibt sich eine kapazitive Verkopplung. Auch ist ein unkontrollierbarer Elektronenübergang von einem System zum anderen nicht immer vermeidbar.

Systeme mit getrennten Katoden

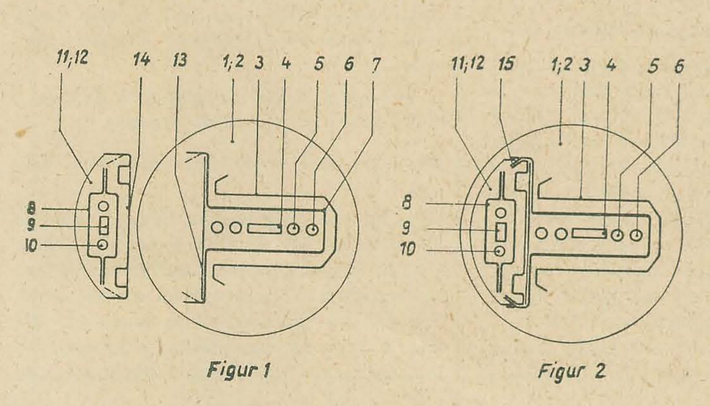
Dieser Sachverhalt zwingt nun zu anderen Lösungsmöglichkeiten, wie sie z. B. durch die Konstruktion von Mehrsystemröhren mit getrennten Katoden gegeben sind. Durch eine geeignete Abschirmung zwischen den einzelnen Systemen läßt sich eine gegenseitige Beeinflussung weitgehend reduzieren. Die im Bild 2 gezeigte PCL 84 hat zwischen dem Trioden- und Pentodensystem ein Abschirmblech, das über die Anodenlänge oberhalb bzw. unterhalb der Isolierteile hinausragt und somit auch die Halteenden der einzelnen Elektroden gegeneinander abschirmt. Da bei dieser Systemanordnung die Elektroden beider Systeme gemeinsam zwischen zwei Isolierteilen gehalten werden, stellt sich nun wieder ein anderer Nachteil ein, nämlich der, daß die Systemlänge durch die Länge der Katode der leistungsstärkeren Pentode vorgegeben ist.

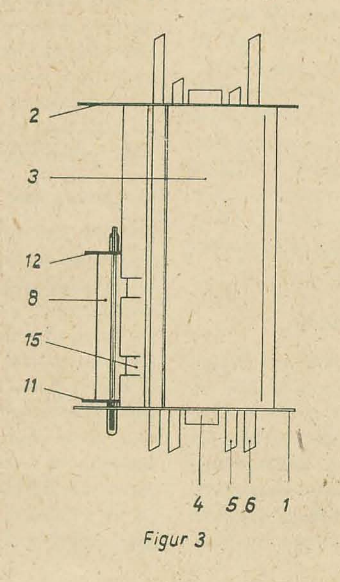
Die Triode erhält nun, um beide Systeme gemeinsam montieren zu können, eine über die notwendige Emissionsfähigkeit hinausgehende und daher funktionsmäßig nicht voll genutzte Länge. Hierdurch entstehen ein größerer Materialaufwand, zusätzlicher Energiebedarf für den Heizer und eine unnötige Mikrofonieanfälligkeit der Triode. Durch die Wahl zweier in der Länge unterschiedlicher Systeme, wie im Bild 3 dargestellt, können die geschilderten Nachteile vermieden werden. Bei derartigen Röhren folgt die Zentrierung des leistungsstärkeren und damit längeren Elektrodensystems zwischen den beiden äußeren Isolierteilen. Das leistungsschwächere und damit kürzere System wird durch eines der beiden Isolierteile und durch einen zusätzlichen, vorzugsweise bogenförmig gestalteten Isolierteil zentriert, der am mittleren Abschirmblech befestigt ist. Erstmalig wurde diese sogenannte Balkonkonstruktion bei der Röhre PCL 86 angewendet. Sie löst die PCL 81 ab, die im größten Teil der Fernsehempfänger als Endröhre im Tonteil eingesetzt wird. Mit der PCL 86 wurde der Wunsch der Industrie nach einer kombinierten NF-Röhre mit höherer Verstärkung und Ausgangsleistung erfüllt.

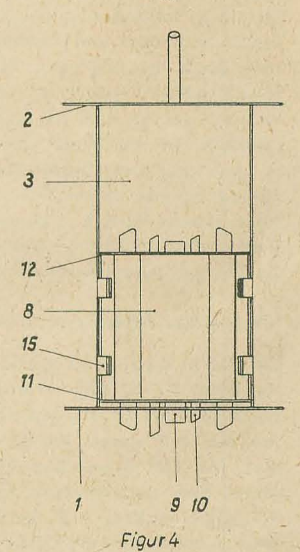
Das Triodensystem dieser Röhre hat einen Verstärkungsfaktor wie ein System der ECC 83. Das Pentodensystem mit einer Steilheit von 10,5 mA/V, bei einer Verlustleistung von 9 W, entspricht etwa den Werten der EL 41. Gegenüber der PCL 82, deren Triode nur einen Verstärkungsfaktor von $\mu = 70$ hat und deren Pentode nur eine Steilheit von 6,5 mA/V bringt, bietet die PCL 86 also eine wesentliche Reserve in der Verstärkung.

Pentoden-Triodensysteme dieser Ausführung sind also notwendig und relativ neu, entsprechen jedoch in der Herstellungstechnologie noch nicht dem neuesten Stand der Technik. Der eingangs erwähnte Nachteil, daß bei fehlerhafter Montage im Herstellungsprozeß der gesamte Aufbau, also auch das an sich brauchbare System, weggeworfen wird, ist bei dieser Ausführungsform noch nicht vermieden. Deshalb wurde eine Konstruktion angestrebt, die es gestattet, daß das leistungsschwächere

Bild 4: Skizze zur Erläuterung eines wirtschaftlichen Montageablaufes







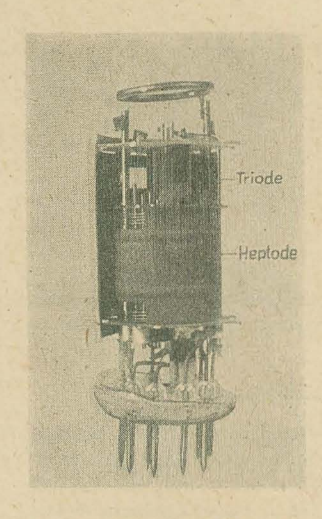


Bild 5: Aufbau der ECH 81. Der rechte Teil der äußeren Abschirmung wurde für die Aufnahme entfernt

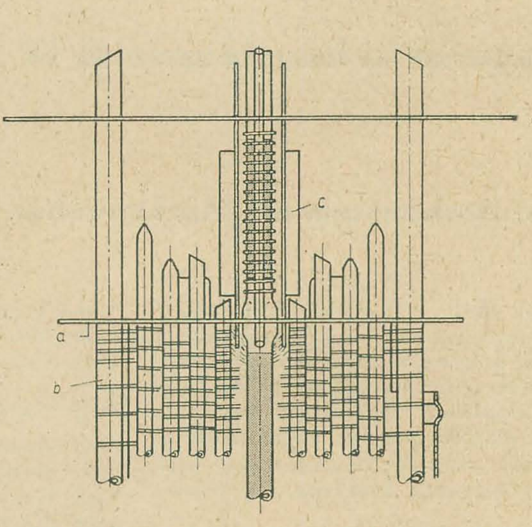


Bild 6: Durch die gestrichelten Linien ist der Elektronenstrom von der Katode-Heptode zu den Haltelappen der Anode-Triode gekennzeichnet. a) Isolierteil, b) Heptode, c) Triodenanode

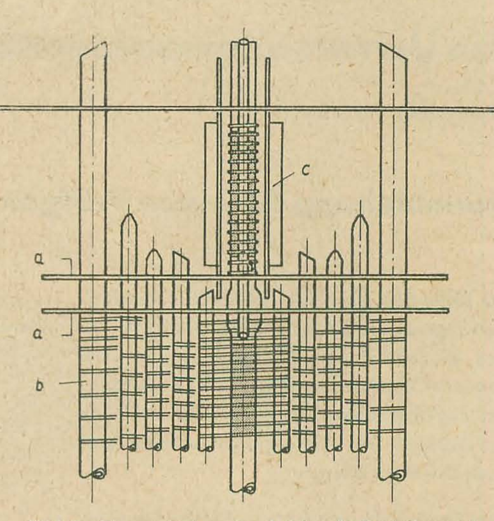


Bild 7: Die zwischen den beiden Isolierteilen stehenden Haltelappen können hier keinen Elektronenstrom von der Katode-Heptode übernehmen. a) Isolierteile, b) Heptode, c) Triodenanode

der beiden Elektrodensysteme und damit das kürzere, zwischen zwei Isolierteilen als Baueinheit vormontiert, zwischen den beiden das leistungsstärkere Elektrodensystem zentrierenden Isolierteilen eingefügt und festgelegt ist.

Durch die getrennte Montage wird die Arbeit beträchtlich erleichtert und kann auch von weniger qualifizierten Arbeitskräften ausgeführt werden. Ferner werden günstige Voraussetzungen für eine Automatisierung der Montage geschaffen, die bei der gemeinsamen Montage von Doppelsystemen mit unterschiedlicher Länge nur mit nicht vertretbar großem Aufwand möglich wäre.

Bei der Systemkontrolle wird immer nur das schadhafte System verworfen. Auch ist nach bereits erfolgtem Zusammenbau beider Systeme, falls erforderlich, immer noch ein Austausch möglich, da beide Systeme lösbar miteinander verbunden sind.

Wegen der technologisch wichtigen Montagefolge und weil diese Konstruktion dem letzten Stand der Entwicklung entspricht, soll mit Hilfe der im Bild 4 dargestellten Skizzen der Aufbau näher erläutert werden.

Figur 1 zeigt eine Aufsicht auf ein Pentoden- und ein Triodensystem, wobei das Pentodensystem zwischen Isolierteilen montiert ist und das Triodensystem, ebenfalls zwischen Isolierteilen montiert, zum Einfügen in den Raum zwischen den beiden Isolierteilen des Pentodensystems bereitgestellt ist. Figur 2 zeigt die gleiche Aufsicht der beiden Systeme nach dem Einfügen des Triodensystems. In den Figuren3 und 4 sind Vorder- und Seitenansicht der beiden Systeme dargestellt. Zwischen den Isolierteilen 1 und 2 ist das aus der Anode 3, der Katode 4, dem Steuergitter 5, dem Schirmgitter 6 und dem Bremsgitter 7 bestehende Pentodensystem montiert. Das Triodensystem, bestehend aus der Anode 8, der Katode 9 und dem Steuergitter 10, ist zwischen den Isolierteilen 11 und 12 fertig montiert und liegt nach Figur 1 zum Einfügen in den Raum zwischen den beiden Isolierteilen 1 und 2 bereit. Zum Festlegen am Pentodensystem ist ein als Anlage und Halterung dienender Teil vorgesehen. Das kann durch die besondere Ausbildung eines bereits vorhandenen Teiles einer Elektrode erfolgen, oder es kann ein zusätzlich anzubringender Teil sein, der außerdem als Abschirmung zwischen beiden Systemen liegt. Im skizzierten Beispiel ist das aus Feinblech bestehende Bremsgitter 7 des Pentodensystems an der Seite, an der das Triodensystem angelegt wird, als Wanne oder Rinne 13 ausgebildet, die mit ihrer offenen Seite einen mit mit den Isolierteilen 11 und 12 verbundenen ebenfalls als Wanne oder Rinne ausgebildeten Teil aufnimmt. Nach dem Einlegen entsprechend den Figuren 2 bis 4 ergibt sich durch gemeinsames Herausdrücken von Lappen in der Rinne 13 des Pentodenteiles und der Rinne 14 des Triodenteiles eine lösbare Verbindung. Durch Zurückdrücken der Lappen 15 ist ein leichter Austausch von gegebenenfalls fehlerhaften Systemen während der Röhrenherstellung möglich.

Die zuletzt geschilderte Neuerung betrifft zwar in erster Linie die Herstellung und ist für die Röhrenverbraucher von der anwendungstechnischen Seite betrachtet nicht interessant. Jedoch kann durch solche technologischen Veränderungen der Preis einer Röhre vorteilhaft beeinflußt werden.

Zum Schluß sei noch ein Vergleich der neueren ECH 84 mit der bekannten ECH 81 erwähnt. Die ursprünglich als regelbare Rundfunkmischröhre entwickelte ECH 81 (Bild 5) genügt bei der ständigen Verbesserung der Fernsehempfänger nicht mehr voll den Anforderungen. Deshalb wurde die ECH 84 entwickelt, deren Heptodensystem mit seinen Kennwerten von der Impulsschaltung und deren Triodensystem mit seinen Kennwerten hauptsächlich vom Sinusgenerator bestimmt wurden.

Vor allem sollte aber wieder die für die Schaltung störende Verkopplung der beiden Systeme gegenüber der ECH 81 wesentlich verkleinert werden. Beim Aufbau der ECH 81 mit drei Isolierteilen kann nicht vermieden werden, daß die Haltelappen der Anode des Triodensystems in die Nähe des emittierenden zur Heptode gehörenden Katodenteiles gelangen. Vorwiegend bei hohen Spannungen an der Anode des Triodensystems treten nun Elektronenströme zwischen der Katode des Heptodensystems und der Anode des Triodensystems auf (Bild 6). Das Triodensystem läßt sich hierdurch nicht völlig sperren.

Um diese störende Verkopplung stark einzuschränken, wurde der Aufbau der ECH 84, der im Prinzip ähnlich dem der ECH 81 ist, entsprechend dem Bild 7 umkonstruiert. Durch zwei mittlere Isolierteile, die in einem bestimmten Abstand zueinander einen isolierenden Raum zur Aufnahme und zum Abdecken der Haltelappen der Anode des Triodensystems und der Halteenden der übrigen Elektroden beider Systeme schaffen, ist die Übernahme von Emissionsstrom aus der Heptode zur Triode kaum noch möglich.

Durch diese Maßnahme konnte die elektrische Verkopplung, gemessen bei $U_{aH} = 12$ V, $U_{g2g4} = 20$ V, $U_{g1} = U_{g3} = -0,3$ V, $U_{aT} = 200$ V, $U_{gT} = -15$ V auf $I_{aT} < 10\ \mu A$ reduziert werden, während bei der ECH 81 der Wert $I_{aT} = 400\ \mu A$ beträgt. Die Entkopplung wurde also um den Faktor 40 verbessert.

Für die ECH 84 besteht damit die Möglichkeit, die beiden Systeme vollkommen unabhängig voneinander zu betreiben.

Auf andere Verbesserungen gegenüber der ECH 81, die bei der Entwicklung der ECH 84 erreicht wurden, wie größere Steilheit, günstigeres Stromverteilungsverhältnis, Klingsicherheit und wirtschaftlichere Fertigungsweise, soll hier nicht näher eingegangen werden.

Zusammenfassung

Die vorstehende Schilderung des Entwicklungsganges eines Teilgebietes der Röhrenindustrie sollte einen Überblick geben, in welch kurzen Zeiträumen die Qualität und Leistungsfähigkeit von Elektronenröhren verbessert wurde. Gleichzeitig sollten die Bemühungen der Röhrenhersteller und Entwickler demonstriert werden, wie durch sie die wachsenden Forderungen der geräteherstellenden Industrie ständig berücksichtigt werden. Dabei wurde bewußt nur eine bestimmte Gruppe, nämlich Mehrsystemelektronenröhren mit unterschiedlichen Systemen, und da auch nur einige konstruktive Schwerpunkte erläutert. Mehrfachröhren mit gleichen Systemen, wie z. B. Doppeltrioden, zeigen einen ähnlichen Entwicklungsverlauf, jedoch sind die technischen Forderungen und damit die Konstruktionsmerkmale zum Teil andere. Eine nähere Betrachtung dieser Röhren würde innerhalb dieses Artikels zu umfangreich werden und soll deshalb zu einem späteren Zeitpunkt erfolgen.

Ein Universalfernsehservicegerät in Bausteinweise IV

NORBERT PUDOLLEK

Bauanleitung für einen Prüfgeneratorbaustein als Markengeber

Als dritte Baueinheit für das Universalfernsehservicegerät [radio und fernsehen 18, 19 und 20 (1962)] wird im folgenden ein Prüfgenerator beschrieben. Er ist für die Auswertung der Durchlaßkurven vorgesehen, die mit Hilfe des Wobbel- und Oszillografenbausteines dargestellt werden können.

Zur Frequenzbestimmung in der Wobbelmeßtechnik bedient man sich verschiedener Meßverfahren. Bei einfacheren Wobbelgeneratoren, besonders solchen mit geringen Frequenzhüben, begnügt man sich oft mit der Genauigkeit des frequenzmodulierten Oszillators. Diesem Wobbeloszillator wird dann ein Drehkondensator, der eine geringe Änderung der Mittenfrequenz zuläßt, parallelgeschaltet. Mit Hilfe der dazugehörigen Feinverstimmungsskala läßt sich die X-Achse entsprechend dem eingestellten Hub eichen. Bild 2 zeigt die Verschiebung einer Durchlaßkurve mit Hilfe der Feinverstimmungsskala. Die Strecke P_1 bis P_1' entspricht der Frequenzdifferenz $f_2 - f_1$.

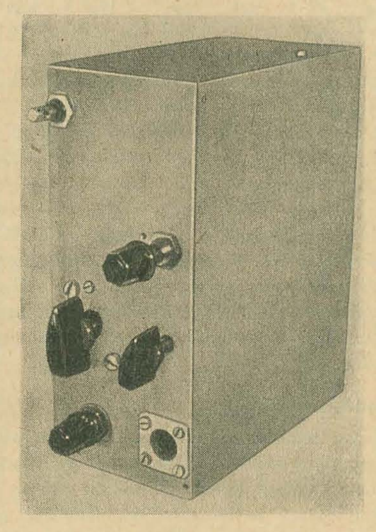


Bild 1: Ansicht des Prüfgeneratorbausteines

Grundsätzlich läßt sich diese Methode auch für den Wobbelbaustein des Universalfernsehservicegeräts anwenden. Sie hat jedoch den Nachteil, daß dazu ein definierter Hub mit guter Linearität vorausgesetzt werden muß. Zum anderen wäre es mit großem Aufwand verbunden, Wobbeloszillatoren für hohe Mittenfrequenzen und großen Hub frequenzstabil zu bauen. Die genauere und in der Praxis häufiger angewendete Methode zur Frequenzbestimmung auf Durchlaßkurven bietet die Verwendung von Meßmarken durch Überlagerung einer HF-Spannung mit bekannter Frequenz und der durchlaufenden Wobbelfrequenz. Dabei entstehen Schwebungsfrequenzen, die in dem Moment, da beide Frequenzen gleich sind, ihren Nulldurchgang haben. Bild 3 enthält eine schematische Darstellung der Schwebungsfrequenzen, bei einer Überlagerung der Wobbelfrequenz mit einer oberwellenreichen Eichfrequenz von z. B. 1 MHz. Man ersieht daraus, wie bei Frequenzgleichheit zwischen Wobbelspannung und 1-MHz-Oberwellen Nullstellen der Schwebungsfrequenzen entstehen. Bild 3b läßt erkennen, wie mit Hilfe eines Tiefpasses die niedrigeren Schwebungsfrequenzen ausgesiebt werden können und als Meßmarken auf der Durchlaßkurve erscheinen.

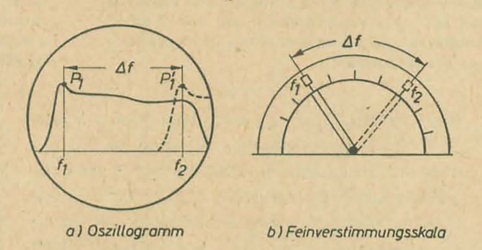


Bild 2: Auswertung einer Durchlaßkurve durch Feinverstimmung

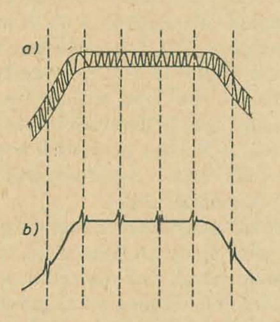


Bild 3: Frequenzmarken durch Überlagerung, a) Wobbel- und Eichfrequenz überlagert, b) die höheren Schwebungsfrequenzen sind durch einen Tiefpaß unterdrückt

Bei hochwertigen Wobbelgeneratoren erfolgt die Überlagerung von Wobbel- und Meßfrequenz innerhalb des Wobbelgerätes. In diesem Falle lassen sich die Schwebungsfrequenzen zur Auslösung eines Multivibrators verwenden. Der Multivibrator erzeugt dann Nadelimpulse, die in ihrer Lage den Meßmarken entsprechen. Sie können direkt an den NF-Eingang des Sichtgerätes geführt werden. Dabei ergibt sich der Vorteil, daß durch diese Meßmarken der Verlauf der Durchlaßkurve nicht beeinträchtigt werden kann.

Die Erzeugung der Meßmarken mit Hilfe des Prüfgeneratorbausteines erfolgt durch Überlagerung im Meßobjekt. Bei richtiger Bemessung der Markenamplitude entstehen durch diese bedeutend einfachere Anordnung keinerlei Nachteile. Als Markengeber genügt dann ein recht einfacher HF-Generator. (Auf die Beeinträchtigung der Durchlaßkurven durch zu groß eingestellte Meßmarken wurde bereits in der Beschreibung des Wobbelbausteines eingegangen.)

Schaltungsbeschreibung

Der Prüfgenerator, dessen Stromlaufplan im Bild 4 gezeigt wird, enthält einen abstimmbaren Gegentaktoszillator mit der Doppeltriode ECC 91 ($Rö_1$). Dieser Oszillator liefert am Ausgang eine HF-Spannung von etwa 50 ··· 100 mV im Frequenzbereich zwischen 4,8 ··· 230 MHz. Damit kann der gesamte Frequenzbereich des Wobbelbausteines überstrichen werden. Der Gegentaktoszillator besitzt zehn Frequenzbereiche, wobei mit S_1 die entsprechende Spule eingeschaltet wird. Zur Feinabstimmung dient ein Zweifach-Doppelstatordrehkondensator. Für den höchsten Frequenzbereich werden die beiden parallelgeschalteten Kondensatorhälften durch zwei Kondensatoren C_9 und C_{10} verkürzt. Zur Erreichung einer gleichmäßigen Oszillatoramplitude ist es notwendig, die Induktivitäten $L_4 \cdots L_{10}$ durch Parallelwiderstände zu bedämpfen. Die Gegentaktausführung des HF-Generators gewährleistet eine ausreichende Konstanz. Die zehn Frequenzbereiche sind wie folgt aufgeteilt:

Tabelle 1: Frequenzbereiche des Prüfgenerators

Bereich	Frequenz in MHz
1	140 ··· 115
2	115 ··· 75 (230 ··· 150)
3	77 ··· 50
4	50,5 ··· 34
5	35 ··· 21
6	23 ··· 16,5
7	17 ··· 12,1
8	12,2 ··· 9,0
9	9,1 ··· 6,6
10	6,7 ··· 4,8

Die HF-Spannung gelangt über C_{11} an das Gitter des Heptodensystems der ECH 81 ($Rö_2$). Dem Gitter wird über R_{14} eine entsprechende Vorspannung zugeführt, so daß sich eine günstige Mischsteilheit ergibt. Das Heptodensystem dient als Modulatorstufe für die in $Rö_1$ erzeugte HF-Spannung.

Der Prüfgenerator liefert neben der HF-Spannung des Gegentaktoszillators drei umschaltbare Festfrequenzen. Dazu kann mit S_2 das Triodensystem der ECH 81 als Zusatzoszillator eingeschaltet werden. Dieser Zusatzoszillator enthält für die Erzeugung des für das Fernsehen wichtigen Ton-Bild-Abstandes einen Schwingquarz Q_1 von 5,5 MHz Eigenfrequenz. In Schaltstellung 4 von S_2 liegt dieser Quarz zwischen Gitter und Anode der Oszillatorröhre. C_{20} und der Trimmer C_{25} bewirken eine entsprechende Spannungstei-

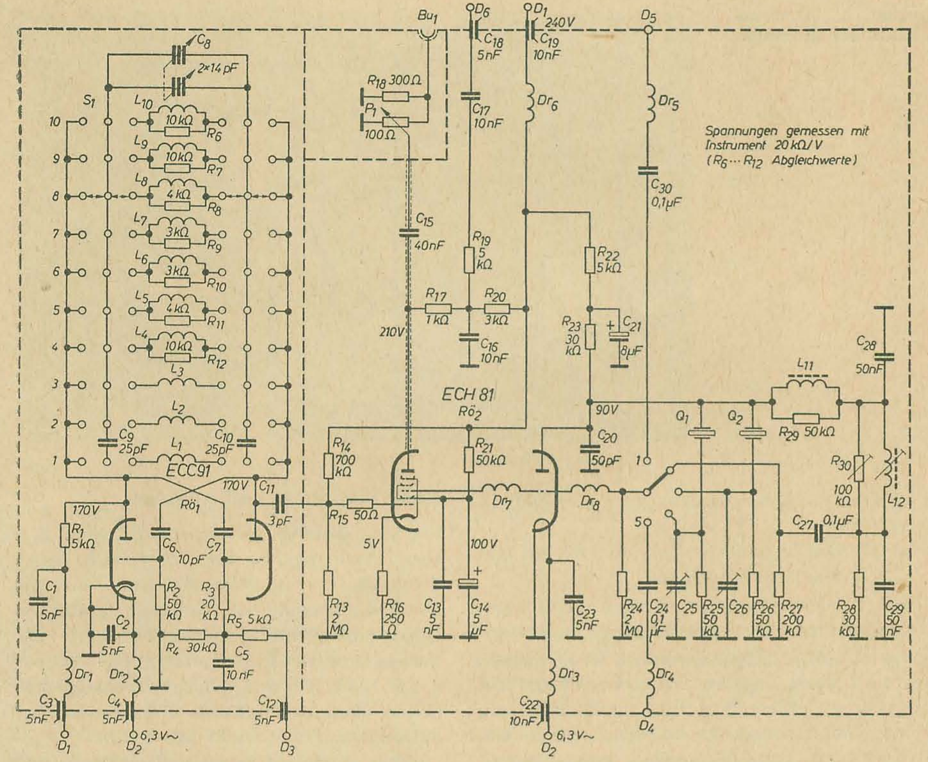


Bild 4: Schaltung des Prüfgeneratorbausteines

lung, so daß der Quarz in kapazitiver Dreipunktschaltung schwingen kann. Mit S_2 wird gleichzeitig der erforderliche Gitterableitwiderstand eingeschaltet. Die Betriebsspannung erhält der Oszillator über das Siebglied C_{21}, R_{22} und R_{23}.

Mit Hilfe dieses Quarzes können im Abstand von 5,5 MHz zur Frequenz des Gegentaktoszillators zusätzliche Frequenzmarken erzeugt werden. Ein weiterer Schwingquarz Q_2 mit einer Frequenz von 1 MHz läßt sich in Schaltstellung 3 einschalten. Damit läßt sich ein Markenspektrum im Abstand von 1 MHz, das zur Beurteilung der Bandbreiten sehr gut geeignet ist, erzeugen. Q_2 schwingt ebenso wie Q_1 als Colpittsoszillator.

L_{12}, C_{28} und C_{29} bilden einen NF-Schwingkreis mit einer Resonanzfrequenz von 1000 Hz. Der Schwingungskreis kann mit R_{30} bedämpft werden. Die notwendige Gitterzeitkonstante, bestehend aus R_{27} und C_{27}, wird ebenfalls mit S_2 eingeschaltet. Die Spule L_{11} sorgt für eine ausreichende Entkopplung zwischen dem NF-Schwingkreis und den Quarzoszillatoren. Während L_{11} für die Tonfrequenz als Kurzschluß angesehen werden kann, stellt sie für 1, bzw. 5,5 MHz einen verhältnismäßig hohen Widerstand dar.

In den übrigen Schaltstellungen von S_2 kann die Impulsspannung des Kippgenerators aus dem Oszillografenbaustein, bzw. eine fremde Modulationsspannung verwendet werden. In allen Fällen erfolgt im Heptodensystem der ECH 81 eine Amplitudenmodulation. Es wird eine Modulationsspannung von etwa 7 V_{SS} am Mischgitter benötigt. In der Zuleitung zum Mischgitter liegen HF-Drosseln. Sie verhindern das Eindringen der UKW-Frequenzen in den Zusatzoszillator.

Mit dem Modulationsumschalter sind folgende Einstellungen möglich:

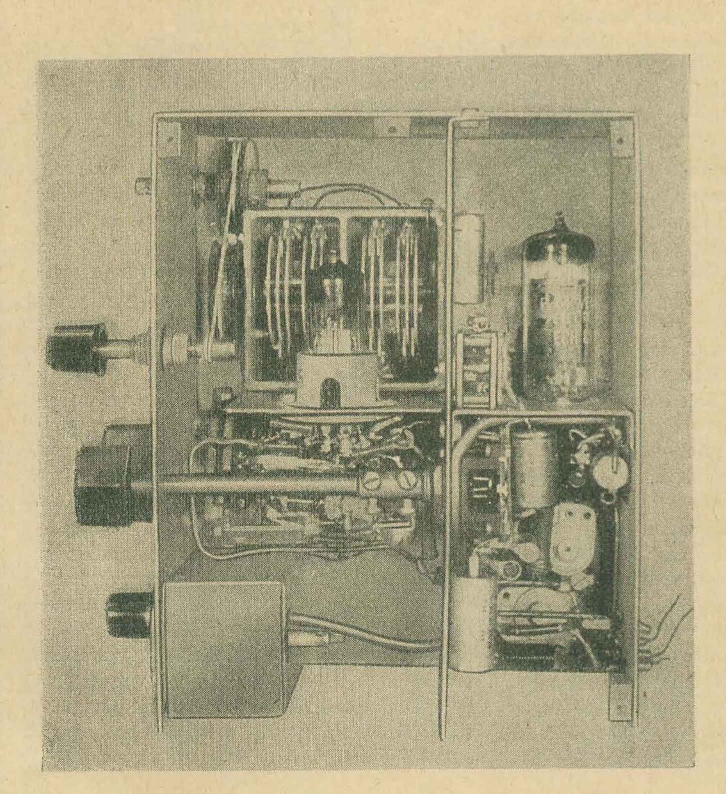
Schalterstellung von S_2	
1	Fremdmodulation
2	1000 Hz
3	1 MHz
4	5,5 MHz
5	Kippspannung 25 Hz ··· 100 kHz

R_{17} ist der Arbeitswiderstand des Modulators, dem über den Koppelkondensator C_{15} der Ausgangsspannungsteiler P_1 parallelgeschaltet ist. P_1 ist direkt mit dem Ausgang, einer 75-Ω-HF-Buchse (Bu_1), verbunden. Der in der Anodenleitung der Heptode liegende 3-kΩ-Widerstand ist zwar mit C_{16} für die HF-Spannung überbrückt, wirkt aber für die Tonfrequenzspannung von 1000 Hz als zusätzlicher Arbeitswiderstand. Die an R_{20} entstehende Spannung wird über C_{17} und R_{19} an den Anschlußpunkt D_6 geführt, so daß neben der HF-Spannung auch eine NF-Spannung für Prüfzwecke zur Verfügung steht.

Mechanischer Aufbau

Die Seitenansicht des Prüfgeneratorbausteines im Bild 5 läßt die Anordnung der Bauelemente erkennen. Der Bauteil besteht aus einem allseitig verschließbaren Blechgehäuse mit den im Bild 6 eingezeichneten Abmessungen.

Durch Trennwände werden drei abgeschirmte



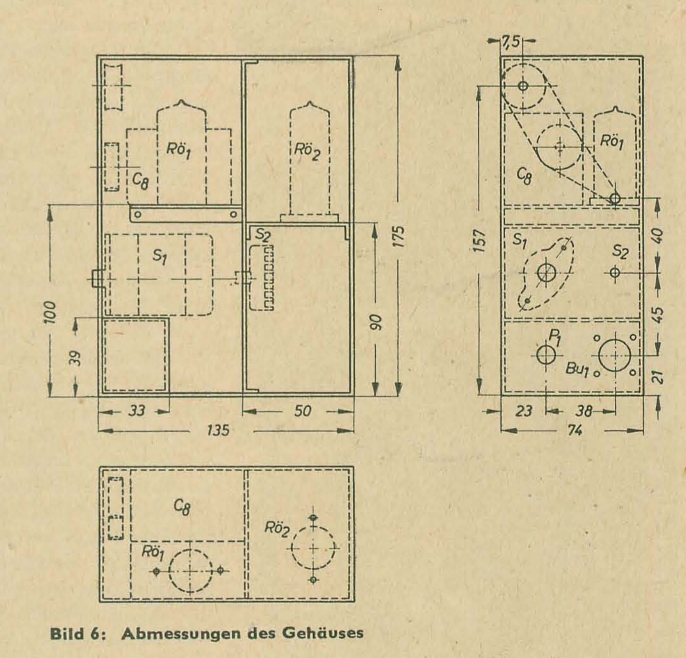


Bild 6: Abmessungen des Gehäuses

◄ **Bild 5: Seitenansicht des Prüfgeneratorbausteines**

Kammern geschaffen, in denen HF-Generator, Modulator und Ausgangsspannungsteiler untergebracht sind. Die HF-Generatorröhre ECC 91, die auf einem Blechwinkel befestigt ist, befindet sich unmittelbar neben dem Abstimmdrehkondensator und über dem Bereichsumschalter S_1. Der Abstimmdrehkondensator ist am Gehäuse verschraubt. Für die Bereichswahl wird ein Mehrstellenschalter verwendet, der aus der „Bastel- und Reparaturpackung" vom VEB Elektromechanik Eisenach zusammengesetzt werden kann. Weitaus günstiger wäre hier die Verwendung eines Trommelschalters, der aber in den seltensten Fällen zur Verfügung stehen dürfte.

Bei dem verwendeten Schalter spielen bereits die Zuleitungsinduktivitäten eine erhebliche Rolle, so daß für den obersten Frequenzbereich (bis 230 MHz) an Stelle von L_1 lediglich ein Kurzschlußbügel über die Schaltkontakte zu löten wäre. Die Spulen der übrigen Frequenzbereiche werden am Schalter befestigt, indem die Spulenkörper auf einen stabilen Kupferdraht geschoben werden, der einseitig am Schalter verlötet ist. Nach erfolgtem

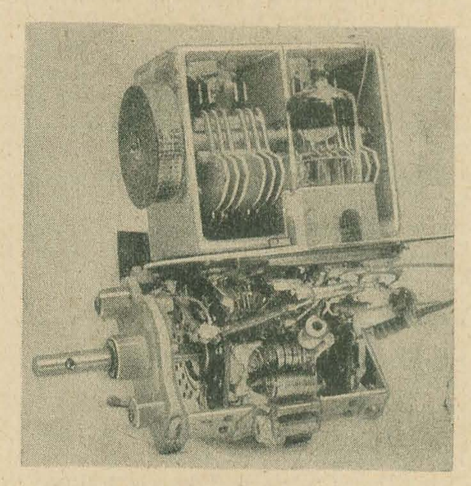


Bild 7: Fertiger HF-Gegentaktoszillator vor dem Einbau

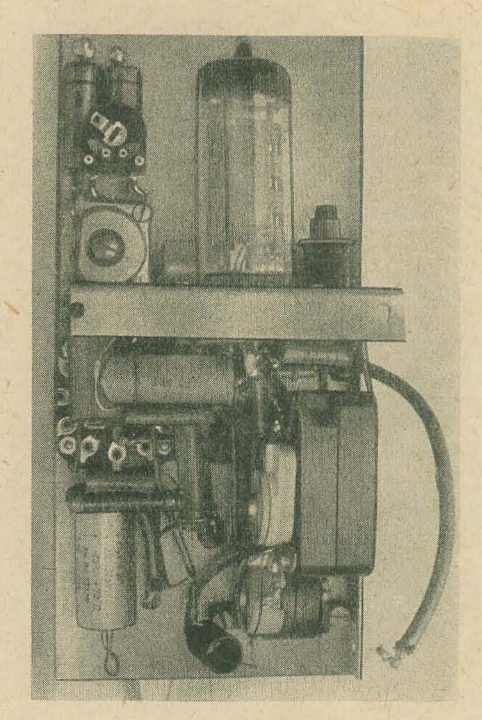


Bild 8: Vollständige Modulatoreinheit

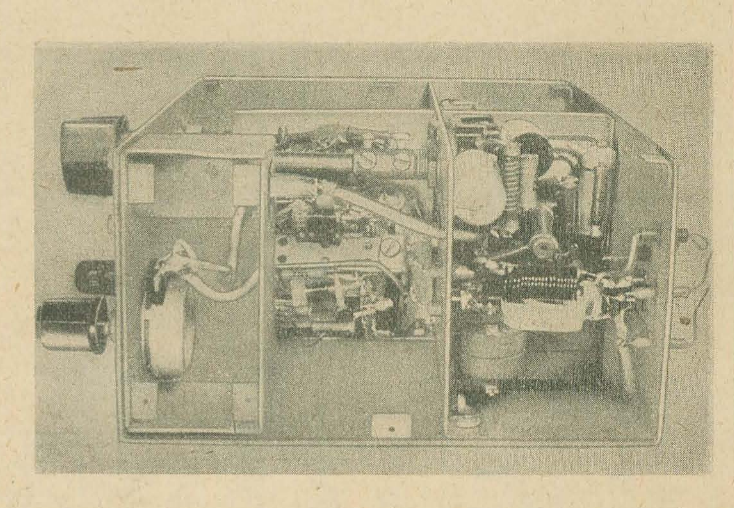


Bild 9: Unteransicht des Bausteines

Abgleich sind die Spulenkörper sorgfältig zu verleimen.

Die Wickeldaten der verwendeten Spulen sind der Tabelle 2 zu entnehmen.

Die Betriebsspannungen für den HF-Generator werden über Durchführungskondensatoren, die an der Trennwand zum Modulator befestigt sind, zugeführt. In der Trennwand wurde außerdem eine Keramikdurchführung zur Weiterleitung der HF-Spannung in den Modulator vorgesehen. Der Ausgangsspannungsteiler und die HF-Buchse befinden sich in einem Abschirmgehäuse, das an der Vorderseite im Baustein befestigt ist. Ebenso wie im Wobbelbaustein mußte auch hier eine getrennte Antriebswelle für den Skalenzeiger verwendet werden. Diese Welle wird über einen Seilzug mit dem Drehkondensator verbunden.

Es ist besonderer Wert darauf zu legen, daß zwischen beiden kein Spiel auftritt. Bild 7 zeigt den fertig verdrahteten HF-Teil vor dem Einbau in das Gehäuse.

Der Modulatorteil mit dem Zusatzoszillator befinden sich innerhalb der beiden rechten Kammern des Bausteines (Bild 5). Sie bilden eine feste Baueinheit, die erst nach der vollständigen Verdrahtung in das Gehäuse eingesetzt wird. Zuerst werden die Trennwand und die Chassisplatte für die ECH 81 verschraubt und danach die Bauelemente montiert und verdrahtet. Bild 8 zeigt den fertigen Modulatorteil. Oberhalb der Chassisplatte befinden sich die Einzelteile des NF-Generators. Die Kondensatoren C_{28} und C_{29} sind erdseitig an die Trennwand gelötet. Der Dämpfungswiderstand R_{30} wird an den Lötfahnen der auf einen Schalenkern gewickelten Kreisspule L_{12} befestigt. Die Entkopplungsspule L_{11} befindet sich rechts neben der ECH 81. Unterhalb der Chassisplatte ist der Modulationsumschalter an der Trennwand verschraubt. Wie aus den Bildern 5 und 8 ersichtlich ist, mußte ein Teil des Umschalters abgetrennt werden, damit die angegebenen Abmessungen zu erreichen sind. Dadurch wird jedoch die Stabilität des Schalters nicht beeinträchtigt. Die Schwingquarze mit den Abgleichkondensatoren C_{25} und C_{26} sind im rechten Teil montiert. Die Anschlußpunkte für die Stromversorgung des gesamten Bausteines bilden auch hier wieder Durchführungskondensatoren an der Gehäuserückseite. Die Verdrahtung des Modulators ist weniger kritisch, jedoch sollten alle HF-Leitungen kapazitätsarm verlegt werden. Bild 9 zeigt die Verdrahtung der Unterseite des Bausteines.

Inbetriebnahme und Abgleich

Für den Betrieb des Bausteines wird eine Gleichspannung von 240 V mit etwa 40 mA Strombelastung benötigt. Sie wird ebenso wie die Heizspannung im Netzteilbaustein des Universalfernsehservicegerätes erzeugt. Bei Verwendung als Einzelgerät genügt ein einfacher Netzteil mit einem Zweiweggleichrichter (Bild 10). Auf eine Stabilisierung der Betriebsspannung wurde aus Platzersparnisgründen verzichtet, da sich mit Hilfe der eingebauten Quarze die Frequenz des HF-Oszillators kontrollieren läßt.

Nach dem Zusammenbau des Bausteines wird zunächst der Gegentaktoszillator mit der

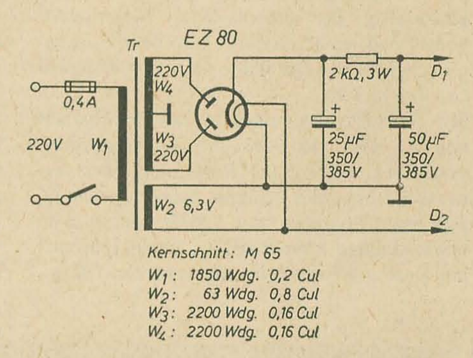


Bild 10: Zusätzliches Netzteil für den Prüfgeneratorbaustein

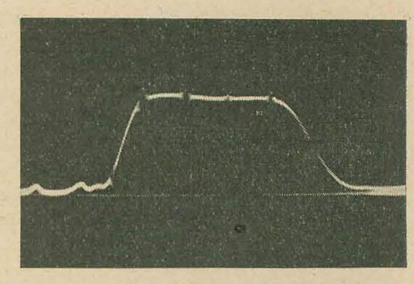
ECC 91 in Betrieb genommen, und dann werden die Frequenzbereiche mit einem Grid-Dipper durch Verändern der Spulen L_1 bis L_{10} festgelegt. Dabei werden die Randfrequenzen der Reihe nach, von der höchsten bis zur tiefsten Frequenz, so eingestellt, daß sich die Bereiche etwas überlappen. Die größte Schwierigkeit bereitet der Abgleich des höchsten Bereiches, zumal der Umschalter hinsichtlich der Zuleitungsinduktivitäten keine ideale Lösung darstellt. Gegebenenfalls ist es zweckmäßiger, auf den Bereich 150 ··· 230 MHz zu verzichten und dafür die erste Harmonische des zweiten Bereiches (75 ··· 115 MHz) zu verwenden. In diesem Falle lassen sich stabilere Schwingbedingungen erzielen. Für die Erzeugung von Meßmarken, bzw. für Funktionsprüfungen am Fernsehempfänger ergeben sich daraus keine Nachteile. Obwohl der HF-Generator im Mustergerät im Bereich bis 230 MHz noch brauchbare Ergebnisse zeigte, wurde im Stromlaufplan (Bild 4) der letztere Fall berücksichtigt, so daß sich dann eine Frequenzaufteilung nach Tabelle 1 ergibt.

Tabelle 2: Wickeldaten der Spulen und Drosseln

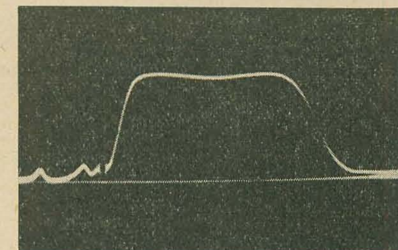
Spule	Windungen	Drahtdurchmesser in mm	Spulenkörper	Bemerkung
L_1	3	1,0 Cu	Luftspule 10 mm ∅	versilbert
L_2	5	0,8 Cu	Luftspule 8 mm ∅	versilbert
L_3	12	0,5 Cul	Luftspule 8 mm ∅	
L_4	16	0,5 Cul	Polystyrol 6 mm ∅	ohne Kern
L_5	22	0,3 Cul	Polystyrol 6 mm ∅	ohne Kern
L_6	30	0,3 Cul	Polystyrol 6 mm ∅	ohne Kern
L_7	50	0,2 Cul	Polystyrol 6 mm ∅	ohne Kern
L_8	80	0,2 Cul	Polystyrol 6 mm ∅	ohne Kern
L_9	80	0,2 Cul	Polystyrol 6 mm ∅	mit Kern
L_{10}	100	0,2 Cul	Polystyrol 6 mm ∅	mit Kern
L_{11}	300	0,22 Cul	Görler Einkammer	mit Kern 1,2 mH
L_{12}	1500	0,1 Cul	Ferrit Schalenkern ohne Luftspalt	14×18 1,8 H
$Dr_1 \cdots Dr_6$	25	0,5 Cul	Luftspule 8 mm ∅	
Dr_7, Dr_8	30	0,3 Cul	Luftspule 5 mm ∅	

Nach dem Abgleich der einzelnen Spulen ist am erdseitigen Ende des Gitterableitwiderstandes R_2 oder R_3 der Schwingstrom zu kontrollieren. Unterliegt dieser beim Durchdrehen des Abstimmdrehkondensators C_8 zu großen Schwankungen, so sind die Gitterkondensatoren C_6 und C_7 geringfügig zu ändern. Für die Schwingkontrolle des Gegentaktoszillators wird ein Teil der Richtspannung über R_5 an den Anschlußpunkt D_3 geführt. Im Netzteilbaustein gelangt dann diese Spannung über einen Umschalter an das eingebaute Drehspulinstrument.

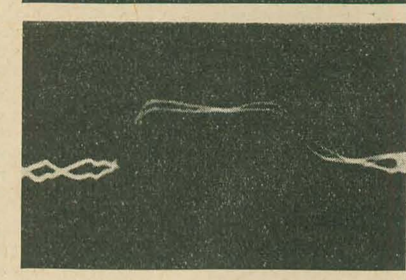
Im Modulatorteil werden mit Hilfe der Trimmer C_{25} und C_{26} die günstigsten Schwingbedingungen für die Quarze eingestellt. Die Frequenz des NF-Generators läßt sich durch Verändern des Luftspaltes innerhalb des Schalenkernes abstimmen. Dazu wird eine dünne Folie, z. B. Kondensatorpapier, zwischen beide Hälften des Schalenkernes gebracht. Der Dämpfungswiderstand R_{30} ist so einzustellen, daß sich eine exakte Sinusform der 1000 Hz-Spannung ergibt. Das läßt sich mit dem Oszillografenbaustein kontrollieren. Für die Eichung des HF-Generators ist ein guter Frequenzmesser zu verwenden. Zunächst sollen die abgeglichenen Bereichsspulen sorgfältig verlackt werden. Erst nach einer längeren Trockenzeit kann mit der Eichung begonnen werden. Dazu wird der Baustein zugeschraubt und durch eine längere Anheizzeit auf Betriebstemperatur gebracht. Für das Mustergerät ergab sich eine Skala nach Bild 11. Die Eichung der Skala kann dann mit Hilfe der eingebauten Quarze kontrolliert werden. Dazu ist mit dem Modulationsumschalter S_2 der 5,5-MHz-Quarz in Betrieb zu setzen. Die Harmonischen des Quarzoszillators erzeugen mit der HF-Spannung des Gegentaktoszillators Schwebungsfrequenzen. Beim Durchstimmen des Oszillators entstehen dann alle 5,5 MHz Nulldurchgänge der Schwebungsfrequenzen. Die Schwebungen werden mit Hilfe der RC-Glieder im Anodenzweig der Modulatorröhre (R_{20}, R_{17} und C_{16}) ausgesiebt und gelangen an



a)



b)



c)

Bild 12: Durchlaßkurven mit Frequenzmarken; a) HF-Träger mit 1 MHz moduliert, b) HF-Träger mit 5,5 MHz moduliert, c) die Trägerfrequenz entspricht einer Harmonischen von 5,5 MHz (Eichkontrolle)

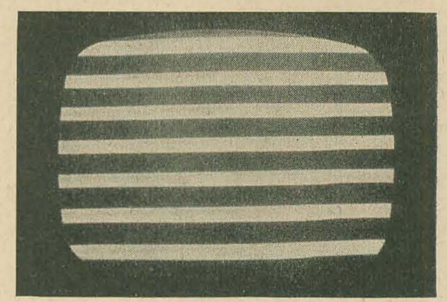


Bild 13: Schirmbild bei Modulation des Prüfgenerators mit einer Kippspannung

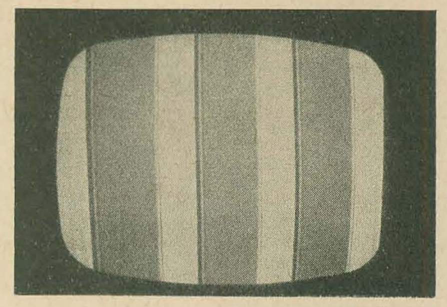
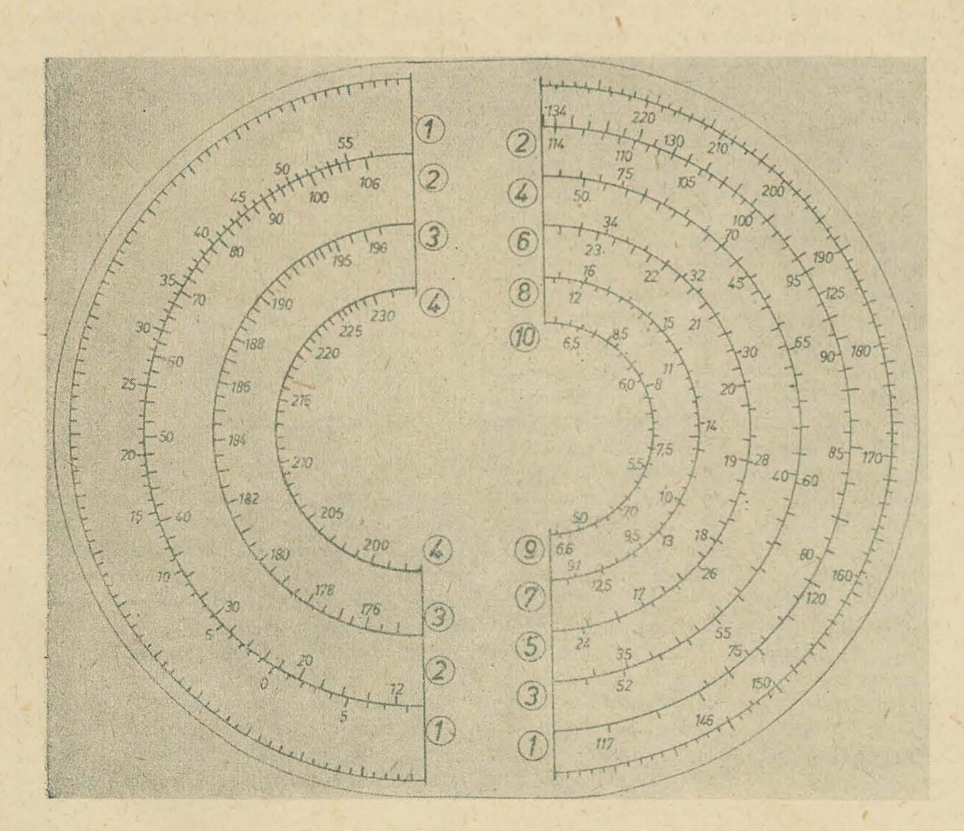


Bild 14: Schirmbild mit senkrechten Balken; erzeugt durch Modulation mit der Rechteckspannung aus dem Kapazitätsmeßteil des Netzteilbausteines (Bu_1)



◄ **Bild 11: Skala des Mustergerätes**

den Anschlußpunkt D_6. Hier läßt sich nun mit einem NF-Verstärker bzw. mit dem Oszillografenbaustein dieser Nulldurchgang nachweisen. Auf der Skala des Prüfgenerators sollten die Vielfachen von 5,5 MHz markiert sein, so daß sich im Bedarfsfalle eine Korrektur der Eichung vornehmen läßt. Dazu ist die Skala so zu montieren, daß sie von außerhalb des Gerätes her in geringen Grenzen verdreht werden kann. Eine Eichkontrolle läßt sich ebenso auch mit dem 1-MHz-Quarz durchführen, jedoch reichen diese Oberwellen nicht bis zu den höchsten Frequenzen. Für den Fall, daß der Bereich bis 230 MHz durch die erste Harmonische des zweiten Bereiches gebildet wird, ergeben sich allerdings nur alle 11 MHz Schwebungsfrequenzen. Durch den Einsatz von Quarzoszillatoren läßt sich auf diese Weise mit einfachen Mitteln eine recht beachtliche Frequenzgenauigkeit erzielen.

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

R_1	Schichtwiderstand	5 kΩ	1 W
R_2	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand	30 kΩ	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,1 W
R_6	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_7	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_8	Schichtwiderstand	4 kΩ	0,1 W
R_9	Schichtwiderstand	3 kΩ	0,1 W
R_{10}	Schichtwiderstand	3 kΩ	0,1 W
R_{11}	Schichtwiderstand	4 kΩ	0,1 W
R_{12}	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,1 W
R_{13}	Schichtwiderstand	2 MΩ	0,25 W
R_{14}	Schichtwiderstand	700 kΩ	0,25 W
R_{15}	Schichtwiderstand	50 Ω	0,1 W
R_{16}	Schichtwiderstand	250 Ω	0,25 W
R_{17}	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,5 W
R_{18}	Schichtwiderstand	300 Ω	0,1 W
R_{19}	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,1 W
R_{20}	Schichtwiderstand	3 kΩ	0,5 W
R_{21}	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,5 W
R_{22}	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,5 W
R_{23}	Schichtwiderstand	30 kΩ	0,1 W
R_{24}	Schichtwiderstand	2 MΩ	0.25 W
R_{25}	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,1 W
R_{26}	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,1 W
R_{27}	Schichtwiderstand	200 kΩ	0,1 W
R_{28}	Schichtwiderstand	30 kΩ	0,1 W
R_{29}	Schichtwiderstand	50 kΩ	0.1 W
R_{30}	Einstellregler	100 kΩ	0,1 W
P_1	Schichtpotentiometer	100 Ω	0,2 W lin
C_1	Scheibenkondensator	5 nF	250 V
C_2	Scheibenkondensator	5 nF	125 V
C_3	Durchführungskondensator	5 nF	250 V
C_4	Durchführungskondensator	5 nF	125 V
C_5	Keramikkondensator	10 nF	125 V
C_6	Keramikkondensator	10 pF	250 V
C_7	Keramikkondensator	10 pF	250 V
C_8	UKW-Drehkondensator (Schalkau)		
C_9	Keramikkondensator	25 pF	250 V
C_{10}	Keramikkondensator	25 pF	250 V
C_{11}	Scheibenkondensator	3 pF	250 V
C_{12}	Durchführungskondensator	5 nF	125 V
C_{13}	Keramikkondensator	5 nF	250 V
C_{14}	Elektrolytkondensator	5 μF	350/385 V
C_{15}	Keramikkondensator	40 nF	250 V
C_{16}	Keramikkondensator	10 nF	250 V
C_{17}	Keramikkondensator	10 nF	250 V
C_{18}	Durchführungskondensator	5 nF	250 V
C_{19}	Durchführungskondensator	10 nF	250 V
C_{20}	Keramikkondensator	50 pF	250 V
C_{21}	Elektrolytkondensator	8 μF	350/385 V
C_{22}	Durchführungskondensator	10 nF	125 V
C_{23}	Scheibenkondensator	5 nF	125 V
C_{24}	Papierkondensator	0,1 μF	250 V
C_{25}	Trimmerkondensator	4 ··· 20 pF	
C_{26}	Trimmerkondensator	4 ··· 20 pF	
C_{27}	Papierkondensator	0,1 μF	250 V
C_{28}	Papierkondensator	50 nF	250 V
C_{29}	Papierkondensator	50 nF	250 V
C_{30}	Papierkondensator	0,1 μF	250 V
$Rö_1$	ECC 91		
$Rö_2$	ECH 81		
S_1	Mehrstellenschalter	2 × 10 Kontakte (Eisenach)	
S_2	Stufenschalter	1 × 5 Kontakte	
Q_1	Schwingquarz	5,5 MHz	
Q_2	Schwingquarz	1,0 MHz	

Die Oszillogramme im Bild 12 zeigen Durchlaßkurven, auf denen mit Hilfe des Prüfgeneratorbausteines Frequenzmarken erzeugt wurden. Man erkennt deutlich die etwas größere Marke mit der Trägerfrequenz des Gegentaktoszillators. Im Bild 12c ist die Trägerfrequenz so abgestimmt, daß sie mit einer Harmonischen des Quarzoszillators zusammenfällt. Es gibt dadurch eine Überlagerung der Schwebungsfrequenz auf der Durchlaßkurve, so daß auch auf diese Weise die Skaleneichung überprüft werden kann.

Für die Funktionsprüfung von Fernsehempfängern kann die HF-Spannung des Gegentaktoszillators mit einer Videospannung, die über den Anschlußpunkt D_5 zuzuführen ist, moduliert werden. Im Netzteilbaustein befindet sich dann ein Potentiometer, das zwischen D_5 und der Eingangsbuchse für die Fremdmodulation liegt. Über den Anschlußpunkt D_4 kann der Prüfgenerator mit der Kippspannung des Oszillografenbausteines moduliert werden. Die Kippspannung wird an der Katode der Symmetrierstufe mit der ECC 85 ($Rö_{4\,II}$) im Oszillografenbaustein abgenommen. In Abhängigkeit von der eingestellten Kippfrequenz läßt sich nun auf dem Bildschirm der Fernsehempfänger ein senkrechtes oder waagerechtes Balkenmuster erzeugen. Auf diese Weise kann unabhängig von der abgestrahlen Fernsehsendung die Bildgeometrie des Empfängers beurteilt und gegebenenfalls nachgeregelt werden. Dabei ist die Kippfrequenz so einzustellen, daß der Empfänger gut synchronisieren kann. Die Bilder 13 und 14 zeigen Schirmbilder eines Fernsehempfängers bei Verwendung des Prüfgenerators, der mit der Kippspannung moduliert wurde. Für den Fall, daß sich die Ausgangsspannung des Prüfgenerators nicht weit genug herunterregeln läßt, sind Dämpfungsglieder aus Widerständen zwischen Prüfgenerator und Fernsehempfänger zu schalten.

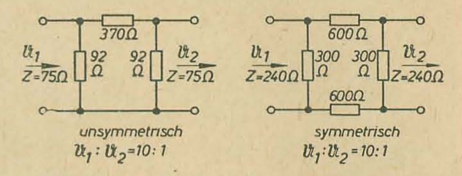


Bild 15: Einfache Dämpfungsglieder aus Widerständen

Bild 15 zeigt Dämpfungsglieder für symmetrischen bzw. unsymmetrischen Anschluß mit einer Spannungsdämpfung im Verhältnis 10 : 1.

Aus der Reparaturpraxis

Messungen an Dioden und Transistoren

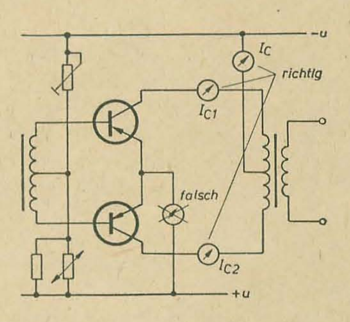
Bei Messungen an Dioden und Transistoren sind nachstehend aufgeführte Vorsichtsmaßnahmen zu beachten.

Wird ein Transistor oder eine Diode provisorisch auf Durchgang der Diodenstrecken geprüft, darf kein Meßgerät verwendet werden, das höhere Spannungen und Ströme abgibt, als für die zu prüfenden Strecken laut Grenzwertangabe zugelassen ist.

Benutzt man in einer Schaltung einen einpolig an Masse liegenden Tongenerator oder Meßsender, so muß der Prüfling entweder isoliert sein, oder es muß auf andere Weise sichergestellt werden, daß die am Halbleiterelement auftretenden Ströme und Spannungen keine unzulässig großen Werte annehmen.

Eine weitere Gefahr, welche leicht zur Beschädigung des Transistors führen kann, ist eine offene Basis-Emitter-Strecke. In den Grenzdaten für die einzelnen Transistoren wird eine maximal zulässige Spannung zwischen Kollektor und Emitter angegeben, die in der Regel nicht für eine offene Basis, sondern für einen Höchstwiderstand Basis-Emitter gilt. Wird dieser überschritten bzw. der Widerstand zwischen Basis und Emitter größer als angegeben, unter Umständen bei offener Basis sogar unendlich, dann liegt zwischen Kollektor und Emitter eine höhere Spannung als die maximal zulässige, und der Transistor kann zerstört werden, wenn man die Prüfspannung nicht reduziert. Dieser Leerlauf einer Basis-Emitter-Strecke kann aber im Einschaltmoment vorliegen, wenn eine Induktivität zwischen Basis und Emitter liegt. Falls man nicht auf eine entsprechend hohe Kollektor-Emitter-Spannung verzichten kann, muß man die Induktivität mit einem ohmschen Widerstand überbrücken.

Bei der Ruhestromeinstellung von Gegentakt-B-Endstufen ist eine weitere Besonderheit zu beachten. Schaltet man den zur Strommessung verwendeten Strommesser mit einem für die relativ kleinen Ruheströme erforderlichen empfindlichen Strommeßbereich in die



Emitterleitung (entsprechend der sonst gebräuchlichen Kontrolle der Ruheströme von Röhrenstufen in der Katodenleitung), so wird an dem nicht vernachlässigbar kleinen R_1 gebräuchlicher Vielfachinstrumente ein Spannungsabfall auftreten. Hierdurch wird die Basisvorspannung verringert und ein zu niedriger Emitterstrom vorgetäuscht. Zur Vermeidung dieses Fehlers muß man also bei Kontrolle der Emitterruheströme das Instrument in die jeweilige Kollektorleitung legen (Bild).

Willy Grob

Dipl.-Ing. P. BAUMANN, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
Dipl.-Ing. M. HUNECK, Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau **35**

Dynamische Kenngrößen der HF-Legierungstransistoren OC 871 und OC 872

Im folgenden werden einige für den Anwender wichtige Kenngrößen der HF-Legierungstransistoren OC 871 und OC 872 (Schweißausführung) in Form von Kurven, Ortskurven und Tabellen wiedergegeben und diskutiert. Es wurden je 20 Exemplare untersucht.

Transistorgrenzfrequenzen

Als Transistorgrenzfrequenz bezeichnet man diejenige Frequenz, bei der die Kleinsignal-Stromverstärkung auf einen definierten Wert abgefallen ist.

α-Grenzfrequenz f_α

f_α ist diejenige Frequenz, bei der der Betrag der Stromverstärkung in Basisschaltung auf den $1/\sqrt{2}$ fachen Wert bei 1 kHz abgefallen ist.

β-Grenzfrequenz f_β

Mit f_β wird diejenige Frequenz bezeichnet, bei der der Stromverstärkungsfaktor $|\beta|$ des Transistors in Emitterschaltung auf $1/\sqrt{2}$ des Wertes bei 1 kHz abgefallen ist.

β_1-Grenzfrequenz $f_{\beta 1}$

Bei der β_1-Grenzfrequenz ist der Betrag der Stromverstärkung in Emitterschaltung auf den Wert 1 abgefallen.
Der physikalische Zusammenhang der verschiedenen Grenzfrequenzen wird in [1] behandelt.
Bild 1 zeigt die Frequenzabhängigkeit von $|\beta|$, dem Betrag der Kurzschlußstromverstärkung für ein mittleres Exemplar OC 871. Die Abhängigkeit wurde im doppeltlog. Maßstab dargestellt. Bis zu einer Frequenz von etwa 20 kHz zeigt sich keine Frequenzabhängigkeit. Ab $f \approx 300$ kHz erhält man den theoretisch zu erwartenden Abfall von etwa 6 dB/Oktave. Nach den oben gegebenen Definitionen erhält man die β-Grenzfrequenz zu $f_\beta \approx$ 72 kHz und die β_1-Grenzfrequenz zu $f_{\beta_1} = 5{,}8$ MHz. Die α-Grenzfrequenz erhält man hieraus unter Zugrundelegung der in [1] angegebenen Näherungsformel zu $f_\alpha \approx 1{,}2 \cdot f_{\beta_1} = 7$ MHz. Aus der f_{β_1}-Frequenz läßt sich nach [2] näherungsweise die Emitterkapazität $C_{b'e}$ des Ersatzschaltbildes nach *Giacoletto* in Emitterschaltung bestimmen.
Es gilt

$$C_{b'e\,(pF)} \approx 6220 \frac{I_{E\,(mA)}}{f_{\beta_1}\,(MHz)} \qquad (1)$$

Damit erhalten wir für unser Beispiel bei einem Emittergleichstrom von 1 mA eine Emitterkapazität von $C_{b'e} \approx 1070$ pF.
Bild 2 zeigt die $|\beta|$-Frequenzabhängigkeit einiger Transistortypen des Halbleiterwerkes Frankfurt (Oder) und Bild 3 dasselbe für einige westdeutsche Typen sowie den sowjetischen Drifttransistor P 401. Die NF-Transistoren zeigen erwartungsgemäß die niedrigste f_{β_1}-Grenzfrequenz, die Drift- bzw. diffusionslegierten Transistoren die höchste.
Die Tabellen 1 und 2 geben einen Einblick in die zu erwartenden Streuungen und enthalten folgende Kennwerte für die Typen OC 871 und OC 872:

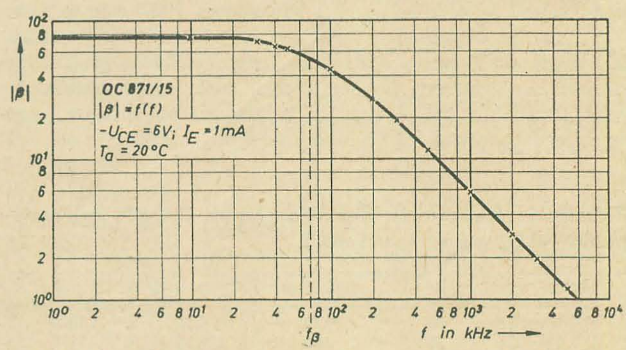


Bild 1: Frequenzabhängigkeit vom Betrag der Kurzschlußstromverstärkung

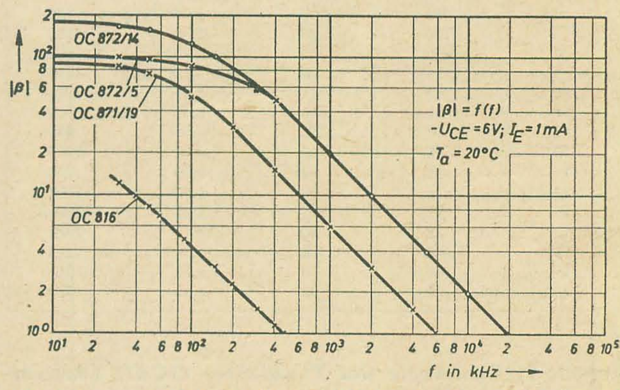


Bild 2: Frequenzabhängigkeit vom Betrag der Kurzschlußstromverstärkung

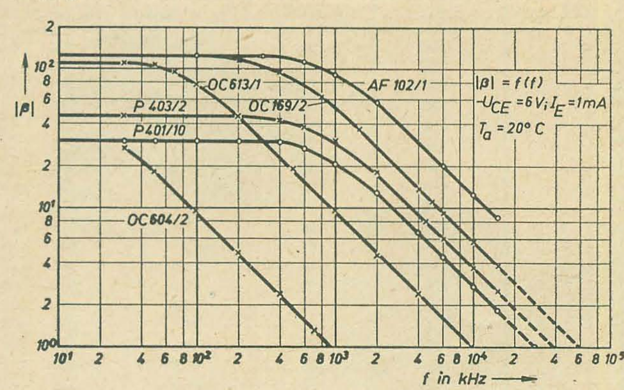


Bild 3: Frequenzabhängigkeit vom Betrag der Kurzschlußstromverstärkung

Stromverstärkung β_0 in Emitterschaltung bei 1 kHz, Grenzfrequenzen f_β und f_{β_1} sowie die nach Gl. (1) errechnete Emitterkapazität.

Aus den Tabellen ergibt sich, daß der Typ OC 872 im Mittel eine höhere Stromverstärkung und höhere β_1-Grenzfrequenz und zwangsläufig eine kleinere Emitterkapazität besitzt. Für vergleichbare Valvo-Typen werden für den gleichen Arbeitspunkt ($-U_{CE} = 6$ V, $I_E = 1$ mA) folgende Mittelwerte angegeben:

OC 45: $\beta_0 = 50 \; (25 \cdots 125)$
$C_{b',e} \approx 1000$ pF
$f_\alpha = 6 \; (3 \cdots 12)$ MHz

OC 44: $\beta_0 = 100 \; (45 \cdots 225)$
$C_{b',e} \approx 410$ pF
$f_\alpha = 15 \; (7{,}5 \cdots 30)$ MHz

Der β_0-Wert wurde mit dem Transistorenmeßgerät Typ 1014 vom Funkwerk Erfurt gemessen. Ein Meßgerät zur Aufnahme der Frequenzabhängigkeit von $|\beta|$ wurde nach einem in [2] angegebenen Meßprinzip aufgebaut. Als Generator wurde der HF-Meßgenerator Typ 2159 vom Funkwerk Erfurt und als Indikator das selektive Mikrovoltmeter Typ USVH von Rohde & Schwarz verwendet. Bild 4 zeigt den Verlauf der Abhängigkeit der f_{β_1}-Grenzfrequenz vom Emitterstrom bei konstanter Kollektorspannung, bzw. Bild 5 den Verlauf $f_{\beta_1} = f(-U_{CE})$ bei konstantem Emitterstrom. Die Zunahme der Grenzfrequenz mit der Kollektorspannung erklärt sich durch die Zunahme der Ladungsträgergeschwindigkeit. Eine theoretische Erklärung für den Verlauf nach Bild 4 findet man in [3]. Danach ist bei höheren Emitterströmen ein Maximum von f_{β_1} zu erwarten, was sich im Bild 4 auch andeutet.

Tabelle 1: Kennwerte des Transistors OC 871 (Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6$ V; $I_E = 1$ mA)

Lfd. Nr.	β_0	f_β in kHz	f_{β_1} in MHz	$C_{b'e}$ in pF
1	40	112	4,15	1500
2	50	100	5,35	1170
3	88	95	8,60	730
4	60	85	4,80	1300
5	136	70	8,50	730
6	50	118	5,60	1120
7	120	73	5,55	1130
8	120	42	4,70	1330
9	96	40	3,80	1640
10	70	41	2,95	2100
11	92	83	8,90	700
12	93	70	6,55	955
13	96	40	4,00	1560
14	85	92	8,50	730
15	76	70	5,60	1120
16	52	90	5,80	1080
17	72	50	3,15	2000
18	60	88	5,10	1220
19	88	70	5,95	1040
20	76	90	6,10	1020

Tabelle 2: Kennwerte des Transistors OC 872 (Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6$ V; $I_E = 1$ mA)

Lfd. Nr.	β_0	f_β in kHz	f_{β_1} in MHz	$C_{b'e}$ in pF
1	140	170	22,3	280
2	125	170	20,0	310
3	200	95	16,5	380
4	140	200	28,0	220
5	100	190	19,5	320
6	126	90	10,7	580
7	108	120	14,0	445
8	108	100	11,8	530
9	190	75	14,3	435
10	185	100	19,0	325
11	124	88	9,9	630
12	170	70	11,4	545
13	124	120	15,4	405
14	180	95	19,3	323
15	50	160	9,1	685
16	28	200	6,6	945
17	160	80	13,5	460
18	112	170	19,0	330
19	164	140	24,0	260
20	140	115	19,4	320

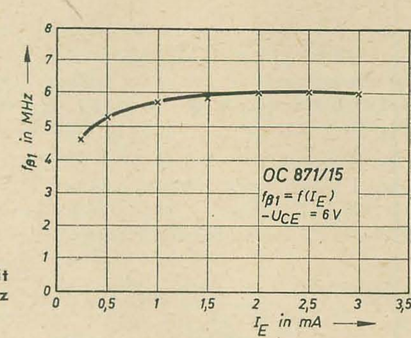


Bild 4: Abhängigkeit der f_{β_1}-Grenzfrequenz vom Emitterstrom

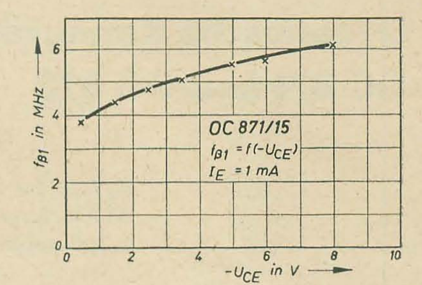


Bild 5: Abhängigkeit der f_{β_1}-Grenzfrequenz von der Kollektorspannung

y-Parameter

Grundsätzlich läßt sich ein Transistor durch beliebige Parameter beschreiben. Von den gebräuchlichen r-, h- und y-Parametern haben sich die y-Parameter gerade bei HF-Transistoren durchgesetzt, da sie leicht meßbar sind. Da die komplexen Ein- und Ausgangsleitwerte als Parallelschaltung von R und C erscheinen, lassen sich diese leicht in die äußere Schaltung einbeziehen.

Die vier y-Parameter haben folgende Bedeutung:

$$y_{11E} = \left.\frac{i_1}{u_1}\right|_{u_2 = 0} = g_{11E} + jb_{11E}$$ = komplexer Eingangsleitwert bei kurzgeschlossenem Ausgang

$$y_{12E} = \left.\frac{i_1}{u_2}\right|_{u_1 = 0} = g_{12E} + jb_{12E}$$ = komplexer Rückwirkungsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang

$$y_{21E} = \left.\frac{i_2}{u_1}\right|_{u_2 = 0} = y_{21E} \cdot e^{-j\varphi_{21E}}$$ = komplexe Vorwärtssteilheit bei kurzgeschlossenem Ausgang

$$y_{22E} = \left.\frac{i_2}{u_2}\right|_{u_1 = 0} = g_{22E} + jb_{22E}$$ = komplexer Ausgangsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang

Die komplexe Vorwärtssteilheit (im folgenden kurz Steilheit genannt) hat dabei induktiven Charakter, denn es ist $i_2 = y_{21E} \cdot u_1 = |y_{21E}| \cdot e^{-j\varphi_{21E}} \cdot u_1$, woraus hervorgeht, daß der Kollektorstrom der Basiswechselspannung nacheilt. Alle anderen Parameter haben kapazitiven Charakter, da ein positiver Blindleitwert einer Kapazität entspricht. Mittels der y-Parameter lassen sich folgende Verstärkungsfaktoren definieren:

$$\beta = \left.\frac{i_2}{i_1}\right|_{u_2 = 0} = \frac{y_{21E}}{y_{11E}}$$ = Kurzschlußstromverstärkung

$$\mu = \left.\frac{u_2}{u_1}\right|_{i_2 = 0} = -\frac{y_{21E}}{y_{22E}}$$ = Leerlaufspannungsverstärkung

$$V_{p_{opt.}} = \frac{|y_{21E}|^2}{4 \, g_{11E} \cdot g_{22E}}$$ = optimale Leistungsverstärkung bei ein- und ausgangsseitiger Anpassung und Neutralisation

Wie man daraus erkennen kann, spielen für die Verstärkung besonders die Parameter y_{11E}, y_{21E} und y_{22E} eine Rolle. Der Parameter y_{12E} ist bei Fragen der Neutralisation wichtig.

Wird fortgesetzt

Die Kleinbausteine GES 4-1, und 2 NV 1, KRS 1 und RG 1-1

KLAUS SCHLENZIG

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernmeldewesen Berlin

Nach dem Überblick über das Programm elektronischer Kleinbausteine in radio und fernsehen 22 (1962) S. 687 bis 691 sollen Schaltungen, Handhabung und Einsatz der ersten vier Baugruppen beschrieben werden. Der gegebene Rahmen legt jedoch Beschränkungen auf, so daß in späteren Heften weitere Einzelbeispiele folgen.
Die Baugruppen GES 4-1, 2NV 1 und KRS 1 bilden den Kern des Programms. Zusammen mit dem RG 1-1 ist speziell der Aufbau von drei Varianten einer Wechselsprechanlage möglich, wie sie in ähnlicher Form bereits in radio und fernsehen 3 und 16 (1961) beschrieben wurde. Die Baugruppen sind aber, auch mit weiteren Bauelementen und Bausteinen zusammen, in vielen anderen Anwendungen einsetzbar.

Gegentaktendstufe mit Treiber GES 4-1

Die Bezeichnung der Baugruppe (Bild 1) setzt sich aus dem Namen und einer Kennziffer zusammen, die elektrisch der Variante entspricht. Die zweite Ziffer dient der Unterscheidung der Leiterplattengestaltung von vorangegangenen Mustern.
Die im Bild 2 wiedergegebene Schaltung enthält keine Besonderheiten. Selbst ohne eingebauten Heißleiter ist Betrieb bis 45 °C Umgebungstemperatur möglich, wobei der steigende Reststrom die abgebbare Leistung auf weniger als 30 mW begrenzt. Bei Zimmertemperatur und 6 V Betriebsspannung tritt eine merkliche Beschneidung etwa ab 40 bis 45 mW ein. Eine höhere Batteriespannung schiebt diese Grenze zwar weiter nach oben, kann aber bei höherer Temperatur bereits die Transistoren gefährden. In diesem Falle ist daher ein Heißleiter HLS 125 einzusetzen. Der Basisspannungsteiler muß so verändert werden, daß nicht mehr als der vorher ohne Heißleiter bei 6 V und 20 °C gemessene Ruhestrom fließt. Bei der Speisespannung der vorhergehenden Stufe ist die Betriebsspannung des Elkos am Treibereingang zu berücksichtigen (6 V). Weiter hat die Erhöhung der Spannung Konsequenzen im Siebglied KRS 1, denn auch dort sind aus Platzgründen 6-V-Elkos eingesetzt. Die praktischen Erfahrungen mit der Endstufe zeigten, daß bei Einsatz des 5-Ω-Lautsprechers LP 559 bereits bei 6 V Betriebsspannung die verfügbare Sprechleistung für „Zimmerlautstärke" mehr als ausreichend ist.
Bei diesen Überlegungen ist zu berücksichtigen, daß man stets die drei Größen Volumen, Leistung und Aufwand in eine dem Zweck gemäße Relation bringen muß. Eine Sprechleistung von z. B. 200 mW, wie sie mit den gegebenen Endstufentransistoren durchaus erreichbar ist, erfordert einmal wesentlich größere Wickelgüter (Trafos M 30 und M 42), wenn die Tonqualität befriedigen soll. Damit steigen Gewicht und Volumen, aber auch der Aufwand. Weiter ist der Stromverbrauch bei Vollaussteuerung entsprechend groß, also müßte eine leistungsfähigere und damit größere Batterie verwendet werden.
Innerhalb des Programms von Platten der Maximalgröße 25 × 40 mm stellt somit die GES 4-1 eine optimale Lösung dar.
Die für den Bausatz ausgelesenen Transistoren ermöglichen bei einem Eingangsspannungsbedarf von etwa 3 mV ($R_E \approx 1\ k\Omega$) Vollaussteuerung.

Zweistufiger NF-Verstärker 2 NV 1

Die Transistoren dieser Baugruppe (Bild 3) wurden nach möglichst geringem Rauschen in der ersten Stufe und so ausgelesen, daß bei 3 mV Eingangsspannung ($R_E \approx 2\ k\Omega$) etwa 150 mV Ausgangsspannung an einem Lastwiderstand von 2 kΩ entstehen. Zusammen mit der GES 4-1 dürften damit die meisten NF-Verstärkerprobleme zu lösen sein. Auf den über die Anschlüsse 2 und 3 veränderbaren Frequenzgang wurde bereits in radio und fernsehen 22 (1962) hingewiesen. Die Schaltung zeigt Bild 4.
In seiner Kleinheit stellt der 2 NV 1 besonders überzeugend die Vorzüge einer steckbaren Baugruppe in Leiterplattentechnik dar.

Bild 1 (unten links): Ansichten und Leiterplatte der Gegentaktendstufe mit Treiber GES 4-1

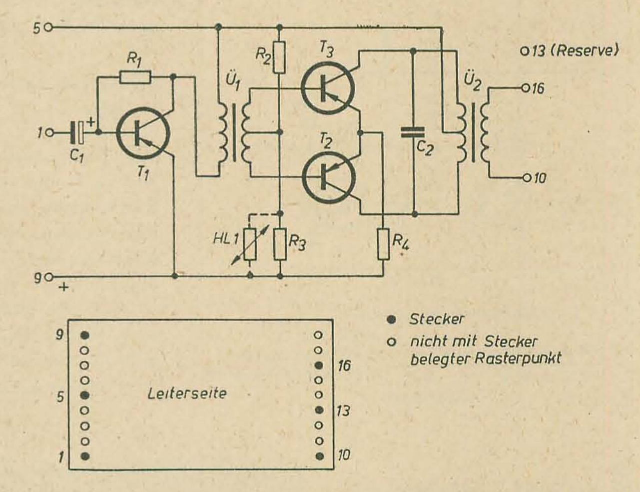
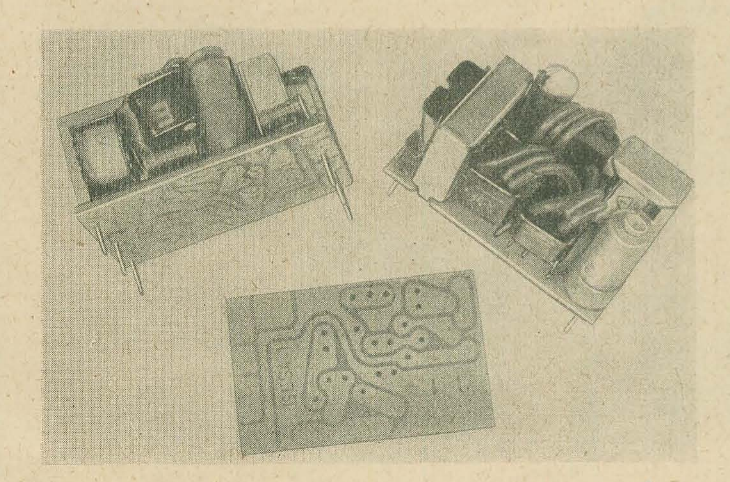
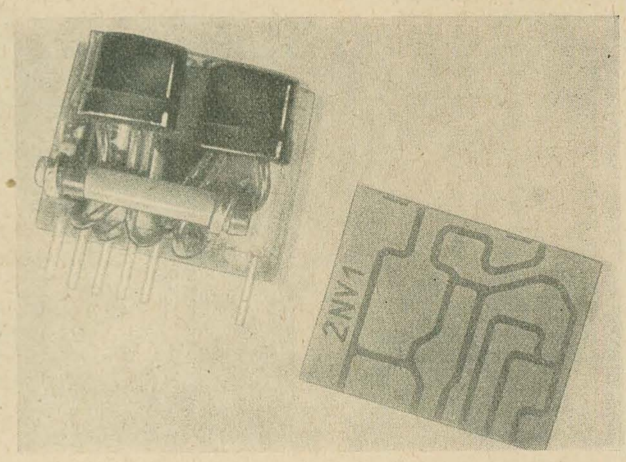


Bild 2: Schaltung und Lage der Steckerstifte der GES 4-1

Bild 3 (unten rechts): Zweistufiger NF-Verstärker 2 NV 1

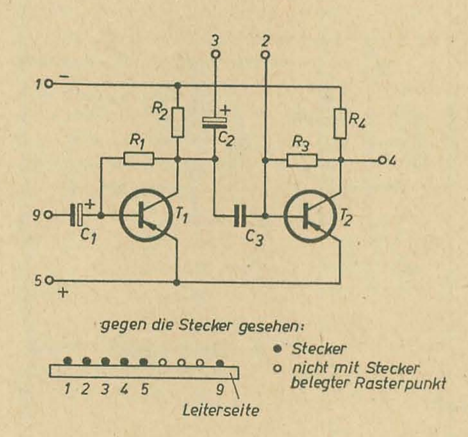




Kombiniertes Regel- und Siebglied KRS 1

Diese Baugruppe (Bild 5) ist erst dann voll ausgenutzt, wenn aus einer relativ kleinen Batterie neben der GES 4-1 noch mehrere Vorstufen gespeist werden sollen. Es ist dann günstig, jede Stufe einzeln zu entkoppeln. Die von den großen Stromamplituden am Batterieinnenwiderstand erzeugte NF-Spannung wird dadurch auf einen für die Vorstufe unkritischen Wert reduziert. Für „härtere" Fälle können die Elkos in der Gruppe parallelgeschaltet werden. Weiter kann man einen der Widerstände entfernen, so daß bezüglich Siebfaktor und Gleichspannungsabfall genügend Variationen gegeben sind. Batterien größeren Innenwiderstandes sollte man auch weiterhin direkt hinter dem Einschalter durch einen 100- $\cdots$ 500-μF-Kondensator überbrücken.

Der auf der Leiterseite der Baugruppe angebrachte Regler kann beliebig eingesetzt werden, z. B. zur Lautstärkeregelung, als Tonblende oder in Audionschaltungen als Rückkopplungspotentiometer. Der Arbeitsbereich der Baugruppe 2 NV 1 — bezüglich der Betriebsspannung — läßt es durchaus zu, ohne zusätzlichen Elko diesen Regler entweder direkt parallel zu R_4 oder auch von C_2 nach Masse zu schalten. In Fällen, wo die Lautstärke nicht bis zum Wert Null herabgeregelt werden soll (z. B. in den Wechselsprechanlagen), wird der Regler nur als Reihenwiderstand eingeschaltet. Noch günstiger ist es, den dritten Anschluß über einen geeigneten Widerstand an Masse zu legen. Bild 6 zeigt die Schaltung des KRS 1.



▲ **Bild 4: 2 NV 1, Schaltung und Anschlußlage**

Rufgenerator RG 1-1

Bild 7 zeigt die Baugruppe. Der Ausgangstrafo K 21 wird hier in einer Dreipunktschaltung verwendet, die eine von R_1 und C_1 abhängige Tonfrequenz erzeugt. An die niederohmige Ausgangswicklung kann unmittelbar ein Lautsprecher angeschlossen werden, der bei 2 V Betriebsspannung bereits etwa 10 mW erhält. Außer in Nebenstellen von Wechselsprechanlagen kann der Rufgenerator allgemein als „elektronischer Klingelknopf" Verwendung finden. Er eignet sich für Prüfzwecke als Signalgeber und kann mit einem Lautsprecher zusammen als NF-Durchgangsprüfer für kleine ohmsche Widerstände, Elkos u. ä. eingesetzt werden (Bild 8). Mit den Bauelementen dieser Baugruppe läßt sich auch eine A-Endstufe herstellen (Bild 9). Der Widerstand R_1 ist dabei auf $20 \cdots 100\,k\Omega$, je nach Transistortyp, zu erhöhen.

Bild 6: Schaltung des KRS 1

Hinweise zum Aufbau der Grundschaltungen

Die Leiterplatten enthalten 1-mm-Löcher. Die in einige dieser Löcher einzusetzenden Steckerstifte besitzen gleichen Durchmesser und gleiches Material wie die Stecker von Miniaturröhren. Da das Löten einer Nickeloberfläche u. U. Schwierigkeiten bereitet, wurden die Stifte versilbert. Im Interesse eines festen Sitzes in der Leiterplatte sollte man die Steckerlöcher von der Bauelementeseite aus bei Bedarf nur ganz wenig mit einem spitzen Gegenstand erweitern. Die Steckerstifte sind dann mittels Flachzange drehend einzusetzen.

Gegen Verdrehung lassen sich die Stifte in den 20×25-Baugruppen dadurch sichern, daß man eine zweite, aber unbestückte Federleiste benutzt. Diese rauht man einseitig an und schiebt sie mit dieser Seite über die Steckerstifte bis zur Plattenkante. Dabei verwende man die untere Lochreihe. Die Fuge zwischen Leiste und Platte wird mit Alleskleber ausgefüllt. Bild 10 zeigt eine so behandelte Baugruppe 2 NV 1. Im gesteckten Zustand erreicht man dadurch nicht nur eine wesentlich bessere Stabilität, sondern schützt gleichzeitig zuverlässig vor Berührungen zwischen Bauelementen und Federleiste.

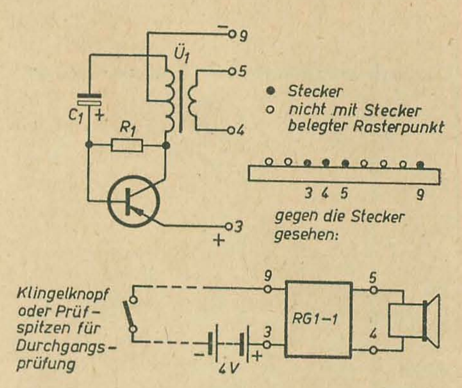


Bild 8: Schaltung und Einsatzmöglichkeit des RG 1-1

Ein weiterer Hinweis erscheint bezüglich der Kondensatorisolation angebracht. Den Beuteln ist Isolierschlauch entsprechenden Durchmessers beigegeben. Man muß diesen Schlauch kurz vor dem Überziehen des Kondensators mit der Justierzange etwas weiten, am besten in der Nähe des Lötkolbens. Bei der GES 4-1 genügt für die Kondensatoren eine Manschette von $5 \cdots 10$ mm Länge, die den senkrecht stehenden Bauelementen zusammen mit den Anschlußdrähten einen zuverlässigen Stand verleiht (vgl. Bild 1). Im KRS 1 und im 2 NV 1 ist wegen der engen Nachbarschaft der Widerstände Schlauch zwar vorteilhaft, doch bereitet der Raummangel Schwierigkeiten. Daher ist dort besser Papier- oder Klebefolienisolation zu empfehlen.

Bild 5 (links): Kombiniertes Regel- und Siebglied KRS 1

Bild 7 (rechts): Rufgenerator RG 1-1

Beispiele für den Einsatz

Der Verstärker, der den größten Wert einer Anlage darstellt, ist mit wenigen Griffen zu entfernen und in anderen Schaltungen verwendbar. In den folgenden Beispielen wird gezeigt, wie vielfältig sich dieser Verstärker einsetzen läßt, wenn man ihn mit verschiedenen Zusätzen versieht. Die ebenfalls einzeln im Handel erhältlichen Federleisten und Federn bieten dann, zusammen mit einigen Experimentierrahmen und -gehäusen, ein großes Geräteprogramm mit geringen Kosten und kleinem Zeitaufwand.

Wechselsprechanlage in drei Varianten

Einzelheiten zu dieser Anlage können aus radio und fernsehen 3 und 16 (1961) entnommen werden. Es soll daher genügen, hier drei Varianten im Blockschaltbild darzustellen (Bild 11). Die Numerierung der Anschlüsse entspricht der tatsächlichen Lage der Steckerstifte auf der Leiterplatte.

Telefon-Mithörverstärker

Durch Entfernen einer Kernhälfte wird der Kleinübertrager K 20 zur Hörspule. Seine Wicklungen sind in Reihe zu schalten. Die richtige Reihenfolge stellt man durch Versuch am Verstärker fest. Die Anzapfung bleibt offen. Diese Spule läßt sich z. B. mit einer Gummihaftscheibe an günstiger Stelle des Telefongehäuses anbringen. Sie gestattet unter Verwendung der Baugruppen 2 NV 1, KRS 1 und GES 4-1, ohne Eingriff in die Telefonanlage, das Mithören von Gesprächen durch weitere Personen. Der Lautsprecher ist so aufzustellen, daß sich keine akustische Rückkopplung ergibt.

NF-Verstärker für verschiedene Zwecke

Dieser Verstärker besteht einfach aus dem 2 NV 1, einer Batterie und ggf. aus einem Lautstärkeregler. Zum Überprüfen von NF-Schaltungen mit einem Kopfhörer ist er eine wertvolle Hilfe. Bei größeren Spannungen des Prüfobjektes ist ein entsprechend dimensionierter Trennkondensator vorzuschalten.

In einem Gehäuse von Streichholzschachtelgröße bringt man ein Stabelement „BAE 201", den Knopfregler und die Federleiste unter und steckt erst bei Bedarf den 2 NV 1 ein. Auf diese Weise wird ein Schalter eingespart.

Mit dem RG 1-1 kann im Falle „Prüfgenerator" ähnlich verfahren werden. Die beiden „Streichholzschachteln" bilden dann bereits ein ganzes Prüfbesteck.

NF-Verstärker für Lautsprecherbetrieb

Ein Gehäuse, das gerade Raum für einen Kleinstlautsprecher, drei Kleinakkus oder vier Stabzellen BAE 201 sowie für GES 4-1, KRS 1 und 2 NV 1 bietet, sollte man sich zweckmäßigerweise herstellen. Sowohl der Telefon-Mithörverstärker als auch ein Signalverfolger mit Lautsprecherwiedergabe oder ein Verstärker für magnetischen Tonabnehmer bzw. dynamisches Mikrofon sind damit schon nahezu fertig. Spezialgehäuse für die einzelnen Zwecke können dann immer noch folgen, wenn nicht die Baugruppen später in schon vorhandenen Anlagen Platz finden. Das trifft z. B. bei der Modernisierung älterer Kofferplattenspieler zu.

Die Anwendungsmöglichkeiten der Kombination NF-Verstärker mit Kopfhörer- oder Lautsprecherwiedergabe sind damit natürlich keineswegs erschöpft. Nicht nur für die Verstärkung von Sprache und Musik, sondern auch zu Meßzwecken sind Tonfrequenzverstärker verwendbar. Beispielsweise könnte eine Widerstandsmeßbrücke aus einem Schalter für die verschiedenen Brückenwiderstände, einem Potentiometer, einer Batterie und verschiedenen Federleisten bestehen. Diese nehmen, sobald die Brücke benötigt wird, einen RG 1-1 als Tonfrequenzquelle, außerdem einen 2 NV 1 als Anzeigeverstärker und vielleicht noch eine GES 4-1 auf. Abgleich auf Tonminimum ermittelt den zu messenden Widerstand.

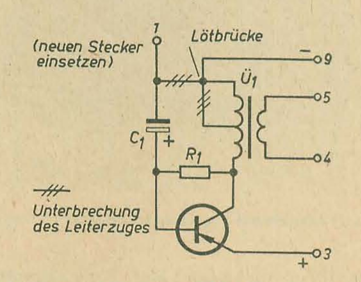


Bild 9: Umwandlung des RG 1-1 in eine A-Endstufe

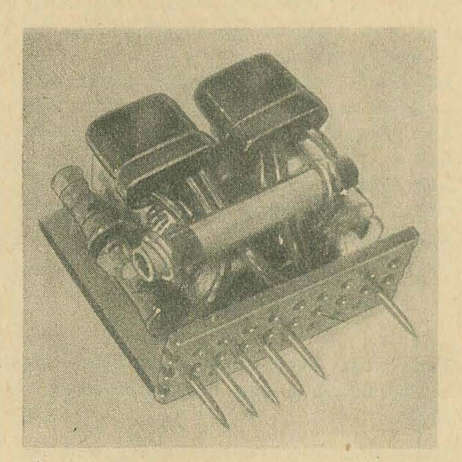


Bild 10: 2 NV 1 mit Stabilisierungs- und Schutzleiste

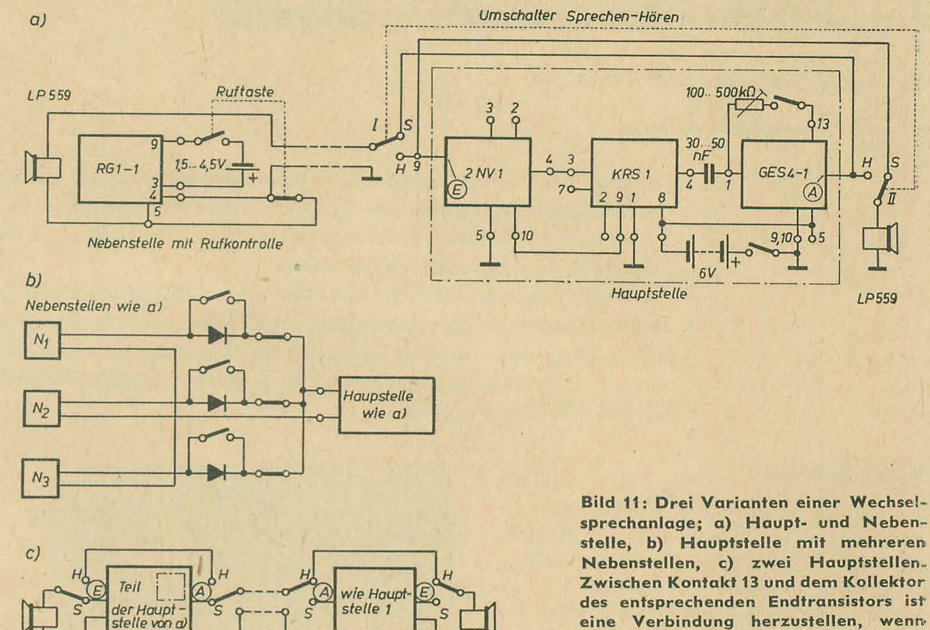


Bild 11: Drei Varianten einer Wechselsprechanlage; a) Haupt- und Nebenstelle, b) Hauptstelle mit mehreren Nebenstellen, c) zwei Hauptstellen. Zwischen Kontakt 13 und dem Kollektor des entsprechenden Endtransistors ist eine Verbindung herzustellen, wenn Hauptstellen-Rufton gewünscht wird

Ein einfaches Tunneldiodenprüfgerät

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM LOSSACK

VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Mit dem Erscheinen der Tunneldiode[1]) auf dem Bauelementemarkt der DDR besteht für viele Entwickler die Notwendigkeit, die entsprechenden Parameter des Ersatzschaltbildes der Tunneldioden zu bestimmen. Eine nicht unwesentliche Rolle spielt hierbei auch die Kenntnis der statischen Kennlinie im Durchlaßbereich, da man aus ihr wichtige Hinweise für die Einsatzmöglichkeit des entsprechenden Typs erhält.

Die vorliegende Arbeit beschreibt eine Anordnung, mit der nicht nur eine Schnellprüfung der Tunneldioden ermöglicht wird, sondern die auch mit guter Genauigkeit zur Ermittlung der charakteristischen statischen Parameter der Tunneldioden verwendet werden kann. Nach der Behandlung des Meßprinzips und der Ableitung der notwendigen Beziehungen wird eine praktische, in Form eines Oszillografenvorsatzes ausgeführte Schaltung beschrieben und ein einfaches Verfahren zur Auswertung der Meßergebnisse angegeben.

Meßprinzip

Im Bild 1 ist der charakteristische Verlauf der Kennlinie einer Tunneldiode in Durchlaßrichtung angegeben. Bild 2 zeigt die Bauform der zur Zeit lieferbaren Labormuster.

Als Grundschaltung dient eine aus ohmschen Widerständen gebildete Brückenschaltung (Bild 3). Die zu messende Tunneldiode wird parallel zu einem Zweigwiderstand (R_1) geschaltet. An der Schaltung soll eine Spannung U anliegen. Man erhält dann aus Bild 3 folgende Beziehungen:

Für die mit der positiven Zählrichtung gekennzeichneten Masche gilt

$$U_5 = U_2 - U_4 \quad (1)$$

Mit der Bedingung $R_3 = R_4$, also

$$U_4 = \frac{U}{2} \quad (2)$$

folgt aus (1)

$$U_5 = U_2 - \frac{U}{2} \quad (3)$$

Da

$$U = U_1 + U_2 \text{ gilt,} \quad (4)$$

folgt aus (3)

$$U_5 = \frac{U_2}{2} - \frac{U_1}{2} \quad (5)$$

Mit

$$U_1 = I_1 \cdot R_1 \text{ und } U_2 = I_2 \cdot R_2$$

folgt aus (5)

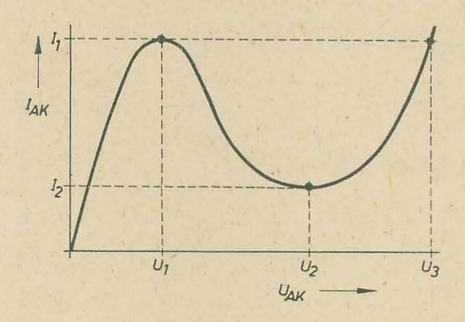
$$U_5 = \frac{I_2 \cdot R_2}{2} - \frac{I_1 \cdot R_1}{2} \quad (6)$$

Für den gekennzeichneten Knoten gilt die Knotengleichung

$$I_2 = I_1 + I_{TD} \quad (7)$$

Mit (7) folgt somit aus (6)

[1]) Unverbindliche Labormuster sind vom VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin-Oberschöneweide, Ostendstraße 1—5, zu beziehen.



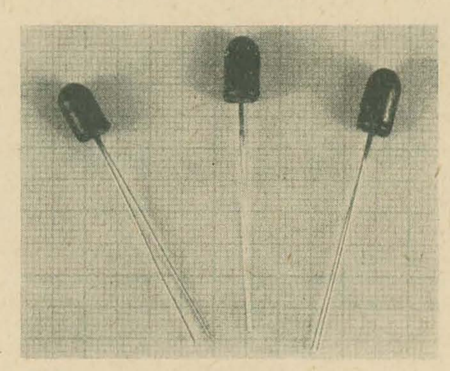


Bild 2: Bauform der Labormuster

$$U_5 = \frac{I_{TD} \cdot R_2}{2} + \frac{I_1}{2} \cdot (R_2 - R_1) \quad (8)$$

Mit der Bedingung

$$R_1 = R_2 = R$$

erhält man aus (8)

$$U_5 = \frac{I_{TD} \cdot R}{2} \quad (9)$$

beziehungsweise

$$I_{TD} = \frac{2 \cdot U_5}{R} \quad (10)$$

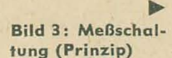
Mit den zweckmäßig gewählten Bedingungen erhält man also eine einfache Beziehung zwischen dem Strom durch die Tunneldiode I_{TD} und der Diagonalspannung U_5. Zu bemerken sei noch, daß sich diese Meßanordnung zur Aufnahme aller Arten von Kennlinien benutzen läßt.

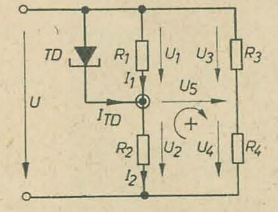
Praktische Ausführung einer Schaltung zum Messen der statischen Parameter

Bild 4 zeigt eine praktische Schaltung, mit der die charakteristischen Werte der statischen Kennlinie einer Tunneldiode gemessen werden können. Bild 5 zeigt hierzu den Versuchsaufbau. An dieser Stelle soll jedoch ausdrücklich darauf hingewiesen werden, daß es nicht immer möglich ist, ohne Anwendung recht komplizierter Maßnahmen zur Unterdrückung der Schwingneigung, die statische Kennlinie vollständig, das heißt auch den Bereich negativen Widerstandes ($U_1 < U_{AK} < U_2$) zu messen. Man erhält in vielen Fällen nur eine Kennlinie, wie sie im Bild 6 dargestellt ist.

Bild 5 zeigt einen ausgeführten Versuchsaufbau. Die Widerstände wurden zweckmäßigerweise steckbar eingebaut (Telefonbuchsen), um weitere Möglichkeiten zum Experimentieren offen zu lassen. Der Drehwiderstand dient zur Einstellung des Nullpunktes.

Bild 1: Kennlinie einer Tunneldiode im Durchlaßbereich ◀





▶ Bild 3: Meßschaltung (Prinzip)

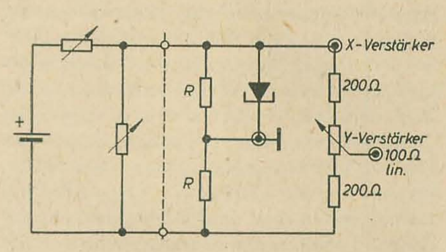


Bild 4: Schaltung zur Messung statischer Parameter der Tunneldioden

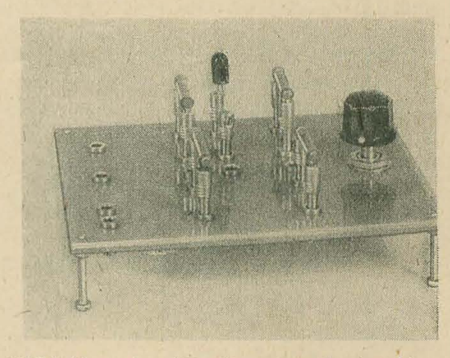


Bild 5: Versuchsaufbau (Experimentierchassis)

Die an der Tunneldiode liegende Spannung U_{TD} wird zwischen den Punkten „X" und „Masse" gemessen.

Mit einem weiteren Spannungsmesser wird zwischen den Punkten „Y" und „Masse" die Spannung U_5 gemessen, die nach (9) dem Strom I_{TD} proportional ist.

Aus Gleichung (9) ergeben sich für die nachstehend gewählten Widerstände R folgende Beziehungen:

$$R = 200\,\Omega,\ I_{TD} = 0{,}01 \cdot U_5$$
$$R = 20\,\Omega,\ I_{TD} = 0{,}1 \cdot U_5$$
$$R = 2\,\Omega,\ I_{TD} = 1 \cdot U_5$$

Praktische Ausführung einer Schaltung zum Schreiben der Tunneldiodenkennlinie

Die im Bild 7 dargestellte Schaltung stellt eine Erweiterung der Schaltung nach Bild 4 dar.

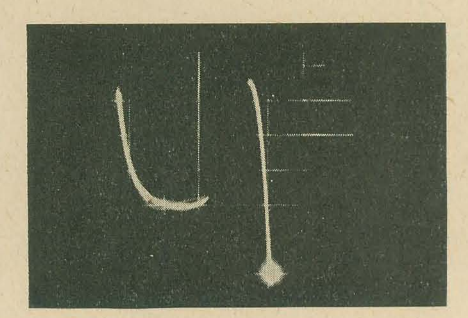


Bild 6: Mit dem Oszillografen geschriebene Kennlinie

Im Bild 5 ist die Gleichrichterdiode an der Unterseite zu erkennen. Als Gleichrichterdioden kommen für Tunneldioden mit geringem Höckerstrom alle Germanium-Grundtypen (OA 625, OA 645, OA 665, OA 685 und OA 705) in Betracht, während sich für Tunneldioden mit höherem Höckerstrom die Germanium-Kleinflächentypen OA 722 und OA 723 besonders gut eignen. Mit einer Diode OA 722 wurde an einer Tunneldiode mit einem Strom $I_1 \approx 200$ mA ein Versuch von mehreren Stunden durchgeführt, ohne irgendwelche Veränderungen zu bemerken. Als Spannungsquelle wurde ein normaler Heiztrans-

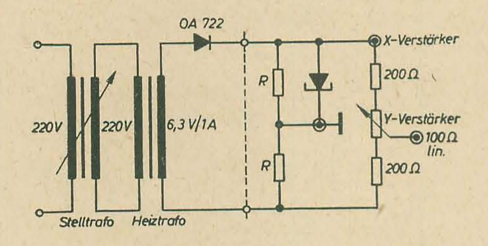


Bild 7: Schaltung zum Schreiben der Tunneldiodenkennlinie

formator benutzt, der über einen Stelltransformator gespeist wurde. Die mit „X", „Y" und „Masse" gekennzeichneten Schaltpunkte sind mit den entsprechenden Eingängen eines Oszillografen zu verbinden. Bild 6 zeigt eine so erhaltene Kennlinie.

Für einen Oszillografen „Duoskop" wurde ein Zusatzgerät gebaut, welches im Bild 8 gezeigt ist. Als Prüfling ist hier gerade eine Germanium-Spitzendiode eingesetzt. Der Drehwiderstand zur Symmetrierung der Schaltung befindet sich (verdeckt) auf der rechten Seite. Die beiden Koaxstecker werden direkt in den Eingang des y- bzw. x-Verstärkers eingeführt. Bild 9 zeigt die vollständige Schaltung dieser verbesserten Ausführung.

Messung der charakteristischen Punkte der Kennlinie von Tunneldioden

Als charakteristische Punkte der statischen Kennlinie nach Bild 1 sind die Höckerspannung U_1, der Höckerstrom I_1, die Talspannung U_2 und der Talstrom I_2 zu messen. Durch Anlegen einer Vergleichsspannung an die entsprechenden Ablenkplatten kann man unmittelbar auf die entsprechenden Größen schließen (Bild 10).

Es ist günstig, einen Pegelsender zu verwenden, da hierbei das zusätzliche Einschalten eines Röhrenvoltmeters vermieden wird.

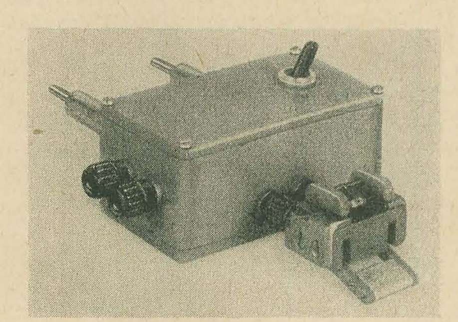


Bild 8: Oszillografenzusatzgerät

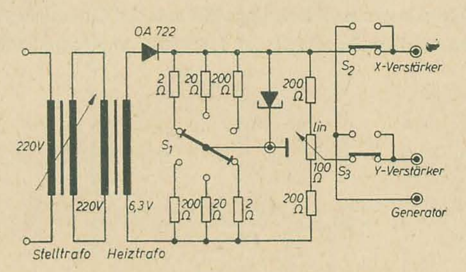


Bild 9: Vollständiges Schaltbild zur Aufnahme der Kennlinie von Tunneldioden mit $I_1 \approx 0{,}5 \cdots 250$ mA (für Oszillograf „Duoskop")

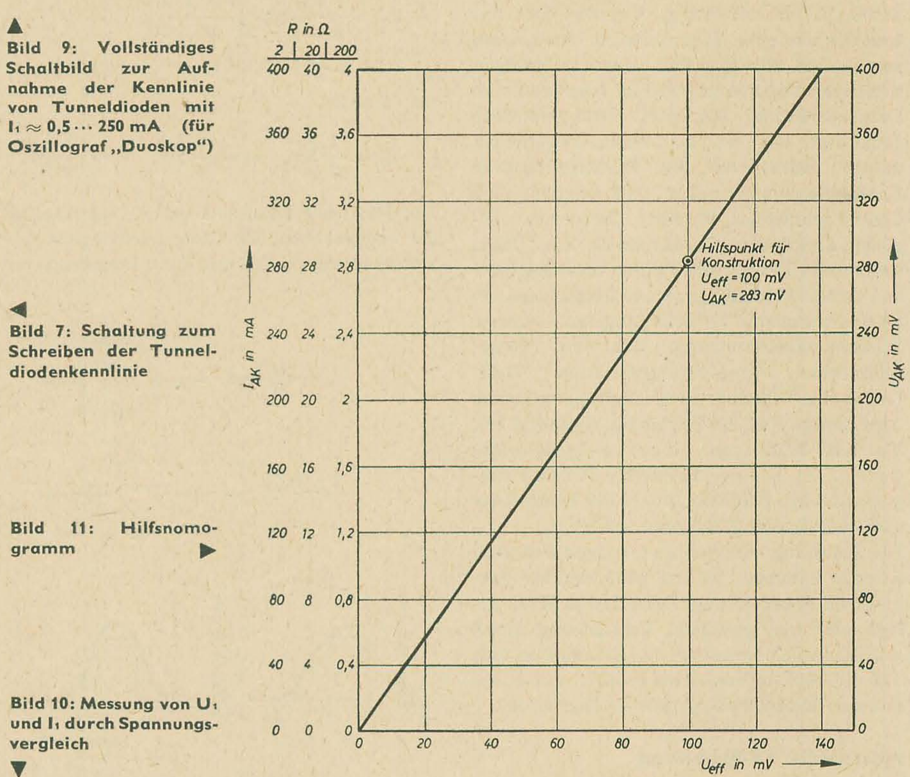


Bild 11: Hilfsnomogramm

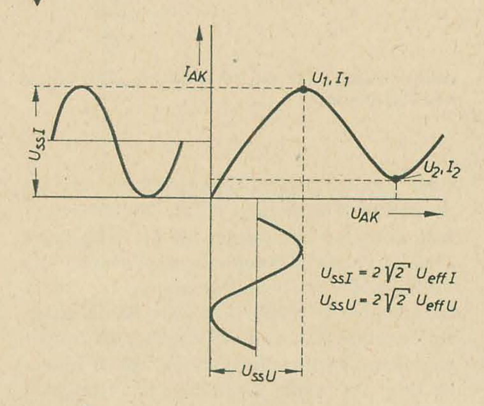


Bild 10: Messung von U_1 und I_1 durch Spannungsvergleich

Aus Bild 10 erhält man die Beziehungen

$$U_{TD} = 2{,}83\ U_{eff_U} = U_{SS_U} \qquad (11)$$

und

$$U_s = 2{,}83\ U_{eff_I} = U_{SS_I}\,, \qquad (12)$$

wobei U_{eff_U} und U_{eff}- die effektiven Spannungen sind, die am Pegelgenerator zur Ermittlung der Tunneldiodenspannung bzw. des Tunneldiodenstromes eingestellt werden müssen.

Mit Gl. (12) und Gl. (10) erhält man

$$I_{TD} = \frac{5{,}66}{R} \cdot U_{eff_I} \qquad (13)$$

Hierbei ist U_{eff_U} die Spannung, die an einem in Effektivwerten geeichten Pegelsender eingestellt werden muß, um den Bereich Nulllinie — zu messende Spannung (U_1 bzw. U_2) auszusteuern (Spannung Spitze/Spitze).

U_{eff_I} ist die zur Ermittlung des Stromwertes (I_1 bzw. I_2) nötige effektive Spannung.

Zur schnelleren Auswertung und zur Vermeidung von Rechenarbeit wurde ein Hilfsnomogramm (Bild 11) entworfen.

Meßbeispiel

Zusammenfassend soll an einem Beispiel der Meßvorgang noch einmal erläutert werden. Durch Variation des Drehwiderstandes (Bild 9) wird die Schaltung in ihre Nullage eingestellt (waagerechter Strich), wobei der Prüfling nicht eingesetzt ist.

Der Prüfling (Tunneldiode) wird eingesetzt und durch entsprechende Variation der Verstärkung der x- und y-Verstärker und der Widerstände R (2 Ω, 20 Ω bzw. 200 Ω) eine übersichtliche Kennlinie eingestellt. Hierbei wählt man zum Beispiel für den Höckerstrom eine Amplitude von drei Skalenteilen (cm). Durch Betätigen des Schalters S_3 schaltet man an den y-Verstärker eine Vergleichsspannung und stellt sie, wie bereits beschrieben, so ein, daß die abgebildete Spannung Spitze/Spitze, den Raum zwischen Nullinie und Höckerstrom aussteuert.

Mit der am Pegelsender abgelesenen Spannung (Effektivwert) erhält man aus Bild 11 unter Berücksichtigung des entsprechenden Widerstandes R den vorliegenden Strom I_{TD} in mA.

Bei Spannungsmessungen wird die rechte Ordinate verwendet, die die Spannung U_{TD} in mV angibt.

Entwurf eines Dreikreisfilters für Transistorbetrieb

G. FRITZSCHE

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Dresden

Es wird der Entwurf eines dämpfungssymmetrischen Dreikreisfilters mit extremer Widerstandsübersetzung entwickelt, zu dem eine maximalflache Dämpfungscharakteristik gehört und das für beliebig breite relative Bandbreiten eingesetzt werden kann. Nur ein Kleinstwert an relativer Bandbreite ist durch die vorgeschriebenen endlichen Kreisgüten bestimmt.

Einleitung

Bekanntlich besitzen Transistoren in üblichen Verstärkerschaltungen sehr unterschiedliche Eingangs- und Ausgangswiderstände. Um trotzdem die Anpassungsbedingung einzuhalten, ist es notwendig, Koppelglieder mit transformierenden Eigenschaften dazwischen zu schalten. Für den Fall eines dreikreisigen selektiven Verstärkers wird im folgenden eine Dimensionierung abgeleitet. Das gefundene Bandfilter ist, bis auf einen natürlichen unteren Schwellwert, für beliebige relative Bandbreiten verwendbar und zeichnet sich durch praktische Vorzüge (bequemer Abgleich, drei Spulen gleicher Größe) aus. Dabei werden die Erkenntnisse einer vorangegangenen Arbeit [1] herangezogen. Ausgangspunkt ist eine normierte TP-Schaltung mit extremer Widerstandsübersetzung, d. h. mit vorgeschriebener Übertragungsfunktion $\mathfrak{U}_2/\mathfrak{J}$. Durch eine bekannte Frequenztransformation wird daraus eine BP-Schaltung abgeleitet [2], die mit Hilfe von „Norton-Transformationen" [1] in eine praktische Struktur umgeformt wird. Schließlich wird der Einfluß der endlichen Spulengüten berücksichtigt.

Die Schaltung wird vor allen Dingen dort zum Einsatz kommen, wo auf eine erhöhte geometrisch-symmetrische Selektivität Wert gelegt wird und genügend Verstärkung durch weitere Stufen garantiert ist (Erwähnt sei nur, daß die höchste Verstärkungsziffer durch bestimmte Einzelkreise erzielt werden kann).

Normierte TP-Schaltung

Um eine TP-Charakteristik nach Bild 1 zu erhalten, gilt nach [2] für die normierten TP-Elemente wegen der allgemeinen Gesetze

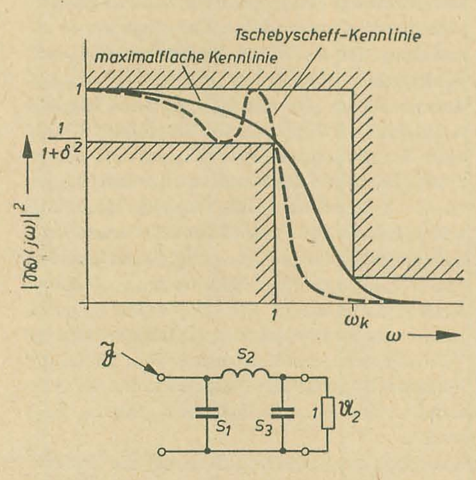


Bild 1: TF-Kennlinien und zugehörige Schaltung für n = 3

$$s_\nu = \frac{a_\nu}{b_\nu} \qquad \text{mit } \nu = 1, 2 \cdots n$$

$$a_\nu = \sqrt[n]{\delta}\,\sin\left(\frac{2\nu - 1}{n}\,\frac{\pi}{2}\right),$$

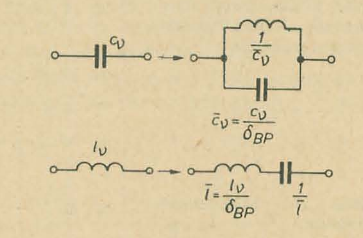
$$b_\nu = \frac{1}{b_{\nu-1}}\cos^2\left(\frac{\nu - 1}{n}\,\frac{\pi}{2}\right)$$

$$s = n \cdot s_1, \quad b_0 = 1$$

für $n = 3$

$$s_1 = \frac{1}{2}\sqrt[3]{\delta}, \quad s_2 = \frac{4}{3}\sqrt[3]{\delta}, \quad s_3 = \frac{3}{2}\sqrt[3]{\delta}.$$

Der Praktiker kann sich durch eine Analyse der angegebenen Schaltung nachträglich davon überzeugen, daß nur diese Bemessung zu



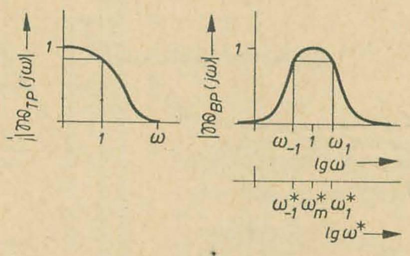


Bild 2: Gesetze für die TP → BP-Transformation und Kennlinien

einer maximalflachen Charakteristik mit der gewählten Normierung führt. Entsprechend läßt sich eine Bemessung für die selektivere Tschebyscheff-Kennlinie durchführen [2], die im Bild 1 gestrichelt dargestellt ist. Da im bevorzugten Schmalbandfall die Realisierung einer solchen Charakteristik wegen der unvermeidlichen Verluste fraglich ist, soll in diesem Beitrag auf diese Kennlinienart verzichtet werden.

Normierte BP-Schaltung

Durch die sog. „Reaktanztransformation" [2], d. h. durch einen Austausch der Reaktanzelemente nach Bild 2 mit der darin genannten Bemessungsvorschrift, erhält man einen geometrisch-symmetrischen BP-Frequenzgang zur normierten Frequenz $\omega = 1$. Folglich werden insbesondere bei kleinen relativen Bandbreiten ($\delta_{BP} \ll \%$) sehr unterschiedliche Induktivitäts- bzw. Kapazitätswerte auftreten. Für den hier angeführten Spezialfall gewinnt man so einen Aufbau und eine Dimensionierung nach Bild 3, wenn zur Vereinfachung

$$\delta'_{BP} = \frac{\delta_{BP}}{\sqrt[3]{\delta}}$$

gesetzt wird (zur 3-dB-Bandbreite gehört $\delta = 1$, dann wird $\delta_{BP'} = \delta_{BP}$) [3].

An eine praktische Verwirklichung ist in dieser Form für kleine δ_{BP} (z. B. einige %) kaum zu denken, weil

$$\frac{l_{max}}{l_{min}} = 2 \cdot \frac{1}{\delta'^2_{BP}}$$

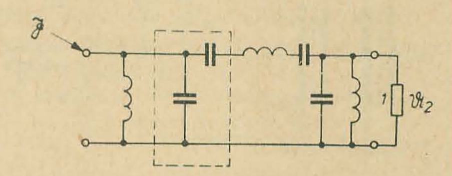


Bild 3: Normierte BP-Schaltung mit aufgeteilter „Längskapazität"

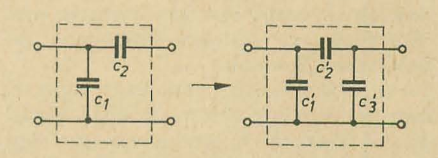


Bild 4: Schaltungen mit gleichem Eingangswiderstand und übersetztem Ausgangswiderstand

beträgt, bzw. für $\delta_{BP} = 2\%$ als Zahlenwert $\frac{l_{max}}{l_{min}} = 5000$ gilt. Dann stehen 1 mH 5 H gegenüber.

Es wird nicht nur gleiche Größenordnung für die drei in Frage kommenden Spulen, sondern aus Fertigungsgründen werden sogar drei gleiche Induktivitätswerte angestrebt. Durch Anwendung der Norton-Transformation ist das möglich, wie es der nächste Abschnitt zeigt.

Norton-Transformation

Nach der Tabelle 1 in [1] gilt für eine Anordnung nach Bild 4 unter Beachtung der Nebenbedingung

Linke Querspule = Längsspule

oder
$$\frac{2}{3}\,\delta'_{BP} = ü^2\,\frac{4}{3\,\delta'_{BP}}$$

bzw.
$$ü = \frac{\delta'_{BP}}{\sqrt{2}}$$

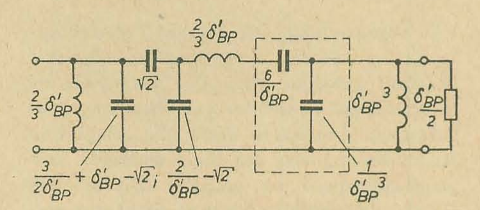


Bild 5: BP-Schaltung mit zwei gleichen Spulen

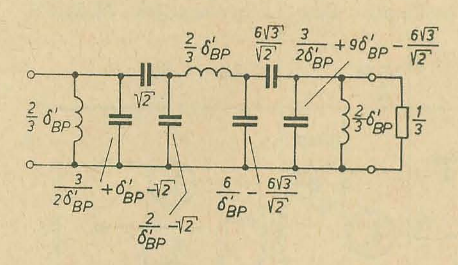


Bild 6: BP-Schaltung mit drei gleichen Spulen und extremer Widerstandsübersetzung

für die neuen Schaltelemente

$$c_1' = c_1 + \left(1 - \frac{1}{ü}\right) c_2 = \frac{3}{2\delta'_{BP}} + \delta'_{BP} - \sqrt{2}$$

$$c_2' = \frac{c_2}{ü} = \sqrt{2}$$

$$c_3' = \frac{1}{ü^2}(1 - ü)\, c_2 = \frac{2}{\delta'_{BP}} - \sqrt{2}$$

Damit ergibt sich eine Schaltung nach Bild 5. Durch entsprechende Anwendung der Transformationsgesetze für den im Bild 5 eingerahmten C-Spannungsteiler kann auch noch für die dritte Spule ein normierter Wert von 2/3 δ_{BP_3} erzwungen werden, so daß man eine Schaltung nach Bild 6 erhält.

Verlusteinfluß

Die Schaltung nach Bild 6 funktioniert nur dann richtig, wenn nur der letzte Kreis mit einem Parallelwiderstand bedämpft wird. In Wirklichkeit „steckt" aber die endliche Güte als Reihenwiderstand in jeder Spule.

Für ein schmales Frequenzband sind beide Wirkungen näherungsweise gleich. Die Sollgüte des Endkreises beträgt

$$\varrho_{ges} = cr \approx \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\delta'_{BP}} = \frac{1}{2\delta'_{BP}}$$

Praktisch ist aber bei einer gegebenen Aufgabe mit einem bestimmten L-Wert (man wählt ihn so, daß im Nutzintervall ein Gütemaximum vorliegt) ein fester endlicher Gütewert ϱ_{max} damit verknüpft. Wie kann man trotzdem zu einer reproduzierbaren Anordnung gelangen? Mit dem Näherungsansatz

$$\frac{1}{\varrho_{ges}} = 2\delta'_{BP} = \frac{1}{\varrho_1} + \frac{1}{\varrho_2} + \frac{1}{\varrho_3},$$

wobei ϱ_1, ϱ_2, ϱ_3 die Einzelgüten sind, gilt, wenn wir $\varrho_1 = \varrho_2 = \varrho_{max}$ setzen, aufgelöst nach ϱ_3

$$\varrho_3 = \frac{1}{2\left(\delta'_{BP} - \frac{1}{\varrho_{max}}\right)}$$

Sinnvollerweise ist hier eine Grenze dadurch gegeben, daß

$$\varrho_3 < k \cdot \varrho_{max} \quad \text{mit} \quad k = 2 \cdots 5$$

sein sollte. Das bedeutet, daß zu einer gegebenen relativen Bandbreite eine ganz bestimmte minimale Spulengüte gehört und umgekehrt. Die natürliche Widerstandstransformation ist um so größer, je größer das Verhältnis ϱ_{max}/ϱ_3 ist. Praktisch kann durch Abgriffe in der letzten Spule noch künstlich — auf Kosten der Verstärkung — der Ausgangswiderstand heruntertransformiert werden.

Beispiel

Gegeben:

$f_0^* = 10$ MHz, $f_1^* - f_{-1}^* = 0{,}3$ MHz (3 dB Bandbreite)

$\varrho_{max} = 100$

Gesucht:

Bemessung eines Dreikreisfilters

Lösung:

Die relative Bandbreite beträgt

$$\delta_{BP} = \frac{f_1^* - f_{-1}^*}{f_0^*} = 0{,}03$$

Die Güte des letzten Kreises beträgt

$$\varrho_3 = \frac{1}{2\left(\delta_{BP} - \frac{1}{\varrho_{max}}\right)} = 25$$

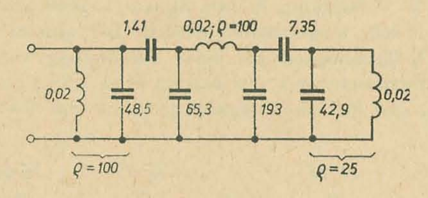


Bild 7: Normierte BP-Schaltung

Setzt man das gegebene $\delta_{BP} = \delta'_{BP}$ in die Schaltung nach Bild 6 ein, so erhält man die normierte BP-Schaltung nach Bild 7.

Mit einem ersten Parallel-C* von 30 pF wird

$$R_B^* = \frac{1}{C_\nu^* \, \omega_B^*} = 25{,}8 \text{ k}\Omega$$

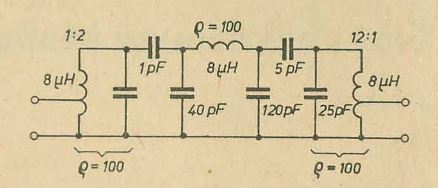


Bild 8: Wirkliche Schaltung

$$L_B^* = \frac{R_B^*}{\omega_B^*} = 0{,}41 \text{ mH}$$

$$C_B^* = \frac{1}{R_B^* \, \omega_B^*} = 0{,}618 \text{ pF}$$

Daraus gewinnt man mit $L_\nu^* = l_\nu L_B^*$ und $C_\nu = c_\nu C_B^*$ die Schaltung nach Bild 8, wenn man außerdem berücksichtigt, daß der Transistorausgangswiderstand von etwa 30 kΩ durch eine entsprechende Anzapfung (gewählt wird eine Mittelanzapfung der Primärspule) scheinbar groß gegen

$$R_1^* = \frac{\varrho_{max}}{C_1^* \, \omega_B^*} \approx 50 \text{ k}\Omega$$

wird und daß der transformierte Transistoreingangswiderstand ($ü^2 \cdot R_{ein}^* \approx ü^2 \cdot 100\ \Omega$) gleich

$$R_3^* = \frac{\varrho_3}{C_3^* \, \omega_B^*} \approx 15 \text{ k}\Omega$$

gewählt wird.

Dazu gehört ein Windungsverhältnis von

$$ü = \frac{12}{1}.$$

Literatur

[1] G. Fritzsche: Widerstandstransformationen; radio und fernsehen 2 (1962) S. 54 bis 56

[2] G. Fritzsche: Entwurf linearer Schaltungen; VEB Verlag Technik Berlin 1962

[3] R. Feldtkeller: Einführung in die HF-Bandfilter-Theorie; Hirzel-Verlag Stuttgart 1956

Transistorisierte Meßgeräte

A. TEWES

Gleichspannungsmeßverstärker

Die Transistorkennwerte sind stark temperaturabhängig und weisen außerdem häufig recht erhebliche Exemplarstreuungen auf. Aus diesem Grunde bereitet es Schwierigkeiten, stabile Gleichspannungsverstärker für kleine Eingangsspannungen zu bauen. Es gibt mehrere Möglichkeiten, diese Schwierigkeiten zu umgehen. Die gewöhnlich zur Anwendung kommende ist die, den Umweg über eine Wechselspannungsmessung zu wählen, das heißt in einem Chopper die zu messende Gleichspannung zu zerhacken, als Wechselspannung zu verstärken und danach wieder phasenrichtig gleichzurichten.

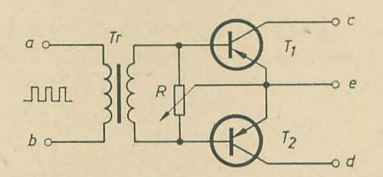


Bild 1: Transistorchopper

Eine einfache Chopperschaltung ist im Bild 1 angegeben. Der Transistorchopper hat gegenüber dem mechanischen Zerhacker den Vorteil, daß er fast abnutzungsfrei ist und die Anwendung einer höheren Schwingfrequenz gestattet. Bei einer höheren Frequenz können nämlich auch noch kurze Gleichstromimpulse übertragen werden. Bei einer Temperaturänderung von 20 °C ist die mit einem Transistorchopper erzielbare Meßgenauigkeit bei 1 mV Gleichspannung immer noch etwa ±5%. Die zu zerhackende Gleichspannung wird an die Klemmen c und d angeschlossen. Die Transistoren T_1 und T_2 werden an der Basis mit einem Rechteckgenerator angesteuert. Man erhält dann an den Klemmen e und d eine pulsierende Gleichspannung, deren Scheitelwert gleich der angelegten Gleichspannung ist. Der regelbare Widerstand R dient zur Symmetrierung der Ansteuerung.

Der endliche Durchlaßwiderstand der beiden Transistoren verschlechtert nicht die Meßgenauigkeit, weil er bei gleicher Ansteuerung, also gleichem Basisstrom, annähernd konstant bleibt. Außerdem ist dieser Durchlaßwiderstand in jedem Fall viel kleiner als der Eingangswiderstand des nachgeschalteten Verstärkers.

Bild 2 zeigt nun die Schaltung des zur Ansteuerung des Choppers erforderlichen Rechteckgenerators — nach Siemens. Dieser ist ein astabiler Multivibrator mit den weiteren Transistoren T_3 und T_4. Die Schwingfrequenz beträgt etwa 800 Hz. Zur Verbesserung des Signals wurde eine Verstärkerstufe (T_5) nachgeschaltet, die die Flanken des Rechteckimpulses versteilert.

Den eigentlichen Meßverstärker zeigt schließlich Bild 3. Dieser ist mit vier Transistoren — T_6 bis T_9 — bestückt. Der vorgeschaltete Chopper ist im Prinzip so aufgebaut, wie es Bild 1 zeigte. Die Schwingfrequenz des Generators wurde aber hier zu 5 kHz, also sehr hoch gewählt, um rasche Änderungen der Meßspannung noch sicher übertragen zu können. Der Meßbereich des Meßverstärkers nach Bild 3 ist 500 μV_ ··· 15 mV_. Mit dem Schalter S in der Emitterleitung von T_6 kann die Verstärkung in zwei Stufen (1 : 1000 oder 1 : 300) umgeschaltet werden. Die absolute Meßgenauigkeit bei einer Verstärkung von beispielsweise 1 : 500 beträgt etwa ±2%, bezogen auf eine Ausgangsspannung von etwa 5 V. Voraussetzung ist, daß die Versorgungsspannung während einer Messung möglichst konstant gehalten wird. Der Verstärker ist thermisch gut stabilisiert, jede Stufe ist gegengekoppelt. Die letzte Stufe (T_9) arbeitet in Kollektorschaltung, um einen niedrigen Ausgangswiderstand zu erzielen. Hinter dem Brückengleichrichter ist eine Siebkette vorgesehen, die die Chopperfrequenz aussiebt. Niedrige Frequenzen werden jedoch nicht bedämpft. Das nachgeschaltete Meßgerät zeigt daher auch zeitlich rasch veränderliche Meßspannungen mit einer Maximalfrequenz von 400 Hz an.

Eine andere Schaltungsmöglichkeit für einen Chopperverstärker wurde von Intermetall angegeben (Bild 4). Auch hier liefert ein mit zwei Transistoren (T_5, T_6) bestückter Multivibrator die Treibspannung mit einer Frequenz

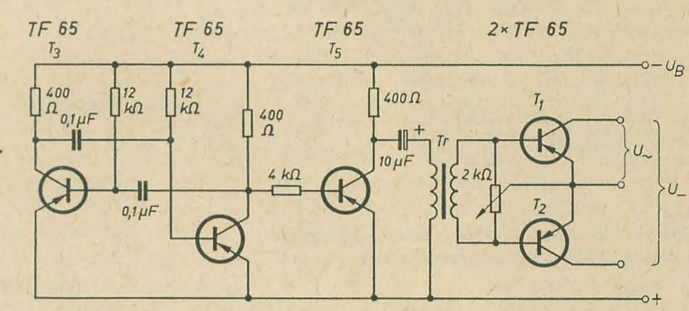


Bild 2: Transistorchopper mit Ansteuerung

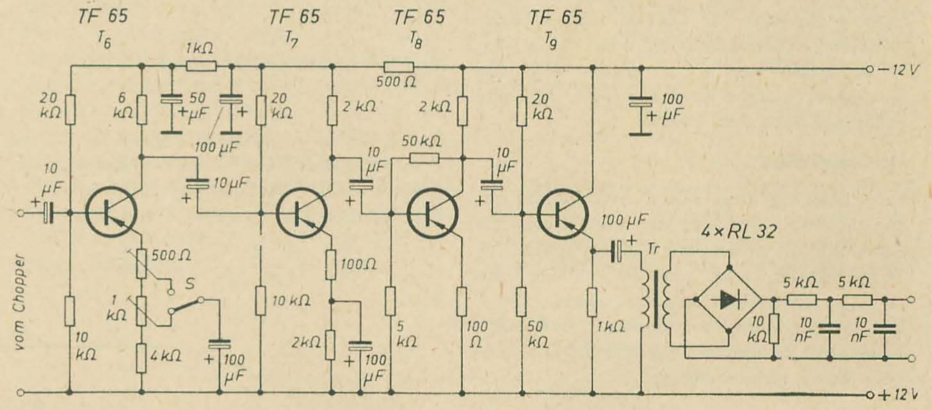


Bild 3: Gleichspannungsmeßverstärker

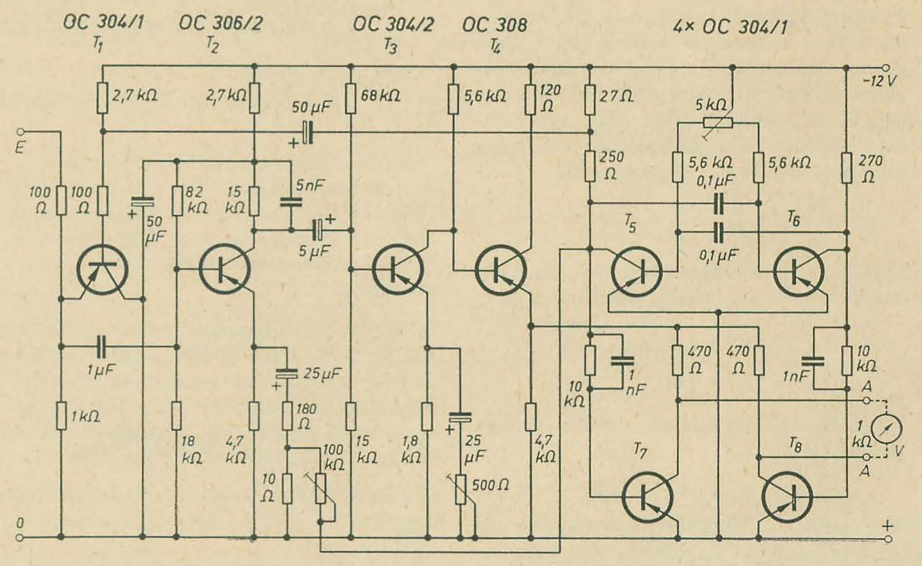


Bild 4: Chopperschaltung

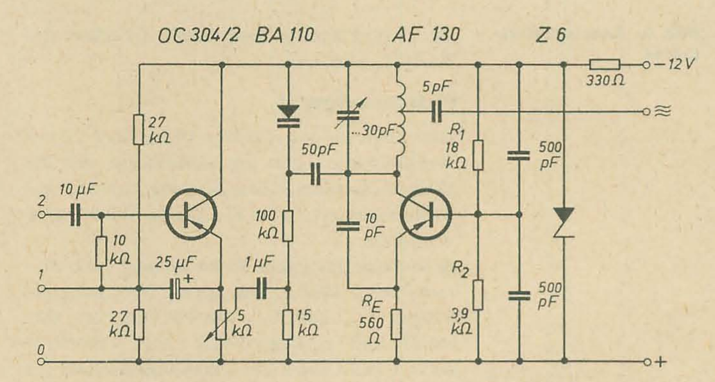


Bild 5: UKW-FM-Prüfgenerator

von etwa 1 kHz für den Zerhackertransistor T_1 und den phasenrichtigen Gleichrichter (T_7, T_8). Der Zerhackertransistor liegt parallel zum 1-kΩ-Widerstand des Eingangsspannungsteilers, er schaltet den 1-kΩ-Widerstand periodisch kurz.

Die beiden ersten Verstärkerstufen (T_2 und T_3) arbeiten in gegengekoppelter Emitterschaltung. Der 5-nF-Kondensator dämpft die Störspannungsspitzen, die beim Umschalten des Zerhackertransistors auftreten. Über das 100-kΩ-Potentiometer wird eine Kompensationsspannung eingespeist, die die Restspannung des Zerhackertransistors aufhebt. Das 500-Ω-Potentiometer dient zur Einstellung des Verstärkungsfaktors.

Dem zweistufigen, in Emitterschaltung arbeitenden Verstärker (T_2 und T_3) ist die Kollektorstufe (T_4) nachgeschaltet. An ihren niederohmigen Ausgang ist die Gleichrichterschaltung (T_7 und T_8) angeschlossen. Gegenüber einer Diodenschaltung hat die Transistorschaltung den Vorteil, bis herab zur Spannung Null linear zu arbeiten. In der Brückendiagonale liegt der Lastwiderstand von 1 kΩ, z. B. ein Drehspulinstrument.

UKW-Prüfgenerator

Im Bild 5 ist die Schaltung eines UKW-FM-Prüfgenerators (nach Intermetall-Angaben) wiedergegeben. Um eine ausreichende Frequenzkonstanz zu erzielen, wird die Betriebsspannung mit der Zenerdiode Z 6 stabilisiert.

Der Modulationsverstärker wurde mit dem Transistor OC 304/2 bestückt. Für den Anschluß der modulierenden Spannung sind zwei Anschlußmöglichkeiten vorhanden: Legt man diese Spannung an die Klemmen 0 und 2, so erhält man eine Kollektorstufe mit entsprechend hohem Eingangswiderstand, aber ohne Spannungsverstärkung. Bei Anschluß an die Klemmen 1 und 2 stellt sich zwar ein kleinerer Eingangswiderstand ein, aber man erzielt in der Stufe eine hohe Spannungsverstärkung.

HF-mäßig parallel zum Oszillatorkreis liegt über dem 50-pF-Kondensator die Kapazitätsdiode BA 110. Über die Reihenschaltung der beiden Festwiderstände 100 kΩ und 15 kΩ liegt BA 110 aber auch parallel zur Speisespannungsquelle. Am Verbindungspunkt dieser beiden Widerstände wird kapazitiv die Modulationsspannung eingekoppelt. Bei der positiven Halbwelle der Modulationsspannung wird die Sperrspannung der BA 110 größer, ihre Kapazität somit kleiner und die Oszillatorfrequenz höher. Das umgekehrte stellt sich bei der negativen Halbwelle der Modulationsspannung ein. Der gewünschte Frequenzhub kann am 5-kΩ-Potentiometer eingestellt werden.

Die Oszillatorstufe ist mit dem in Basisschaltung betriebenen HF-Transistor AF 130 bestückt. Bei der Frequenz 100 MHz hat die Vorwärtssteilheit y_{21b} dieses Transistors einen Phasenwinkel von etwa 90°. Als Rückkopplungselement genügt daher ein 10-pF-Kondensator zwischen Kollektor und Emitter des Transistors AF 130. Zur Stabilisierung des Arbeitspunktes dieses Transistors dient der Emitterwiderstand R_E und der Basisspannungsteiler R_1 und R_2. Das frequenzmodulierte Prüfsignal wird an einer Anzapfung der Oszillatorspule abgegriffen.

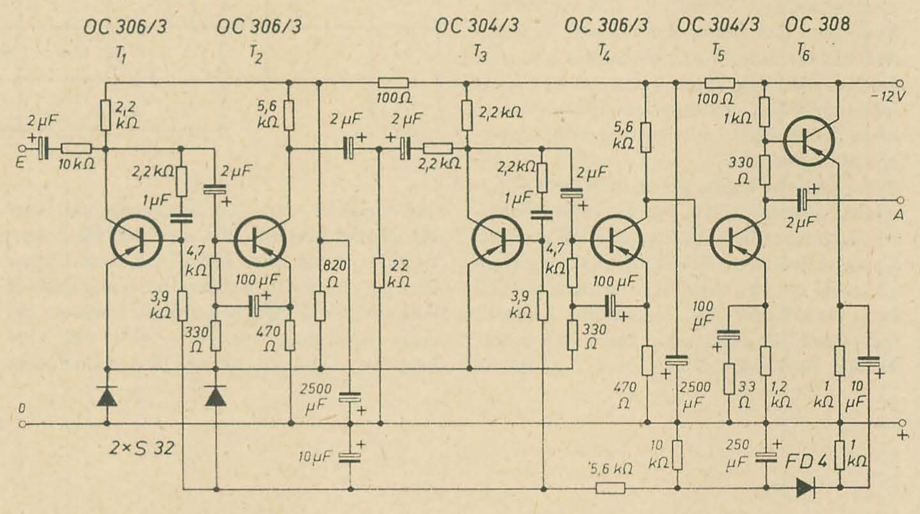


Bild 6: Dynamik-Kompressor

Dynamik-Kompression

Bei der Aufnahme von Reportagen im Rundfunk- und Fernsehsendebetrieb ist häufig ein Dynamik-Kompressor sehr nützlich. Man erreicht mit der im Bild 6 angegebenen Schaltung — nach Intermetall — eine nur um 2 dB schwankende Ausgangsspannung, wenn das Eingangssignal um 40 dB variiert.

Die Eingangsspannung liegt an einem Spannungsteiler, der aus dem 10-kΩ-Widerstand und dem Ausgangswiderstand der stark gegengekoppelten Transistorstufe T_1 besteht. Für den Ausgangswiderstand dieser Transistorstufe gilt die angenäherte Beziehung

$$r_0 \approx \frac{1}{I_E}$$

(Der Ausgangswiderstand ist also umgekehrt proportional dem Emitterstrom.) Man ist daher in der Lage, das Spannungsteilerverhältnis durch Emitterstromänderung zu steuern. Die abgegriffene Teilerspannung wird in der rauscharmen Transistorstufe (T_2) verstärkt und einer zweiten, wie (T_1) geschalteten Regelstufe mit dem Transistor T_3 zugeführt. Darauf folgen noch zwei Verstärkerstufen (T_4 und T_5) in Emitterschaltung mit kräftiger Gegenkopplung.

T_6 ist der Ausgangstransistor, der in Kollektorschaltung arbeitet. Wie man dem Schaltbild entnimmt, ist der Arbeitswiderstand des zweiten Verstärkertransistors T_5 geteilt; an den Abgriff ist die Basis von T_6 angeschlossen. Dieser Transistor erzeugt die Regelspannung.

Die beiden Siliziumdioden S 32 haben mehrere Aufgaben zu erfüllen: Sie sorgen zunächst für einen verzögerten Einsatz der Regelung, liefern weiter beim Signal Null eine positive Basisvorspannung für die beiden Regeltransistoren und wirken schließlich für einen Teil der Schaltung als Temperaturkompensation.

Messung von Drehzahlen

Man kann nichtelektrische Größen leicht mit elektronischen Mitteln messen. Dafür zeigt Bild 7 ein Beispiel. Von Valvo wurde diese Schaltung für einen transistorisierten Drehzahlmesser angegeben. Man greift beispielsweise bei einem Ottomotor die am Verteiler der Zündanlage entstehenden Zündimpulse ab und gibt sie auf den Eingang der Schaltung. Über das Siebglied R_1, C_1 gelangen die Impulse an die Basis von T_1, so daß dort ein Rechteckimpuls entsteht. Dieser wird in T_1 verstärkt und gelangt über den Kondensator C_2 an die Basis von T_2. Die RC-Kombination R_3, C_2 wirkt als Differenzierglied, und nur die negativen Spitzen der Impulse können den Transistor T_2 ansteuern. Auf diese Weise wird

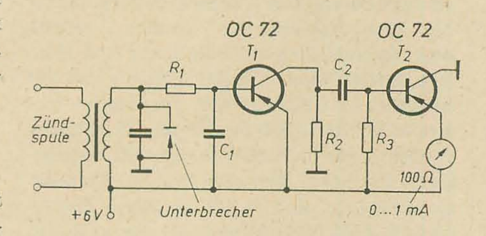


Bild 7: Drehzahlmesser für Ottomotoren

die Anzeige von der Einschaltdauer der Rechteckimpulse unabhängig. Im Emitterkreis von T_2 liegt ein Meßinstrument, das direkt in Drehzahlen geeicht werden kann. Bei sehr kleinen Drehzahlen muß die Anzeige unter Umständen beruhigt werden, um Zeigerschwankungen zu vermeiden.

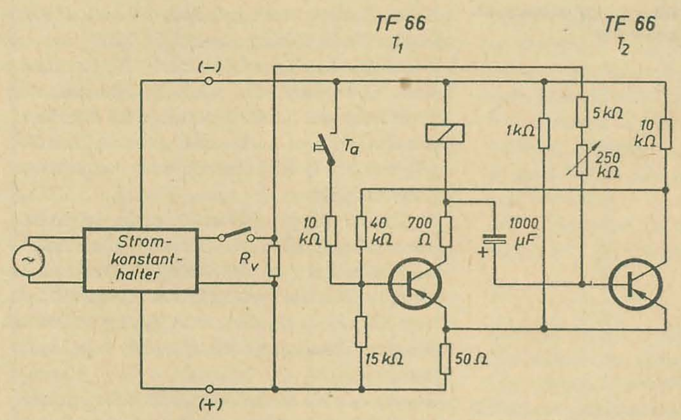


Bild 8: Spannungsintegrator

Spannungsintegrator

Elektrische Arbeit setzt sich aus den drei Faktoren Spannung, Strom und Zeit zusammen. Wenn man den Strom durch einen Verbraucher mittels eines Konstanthalters auf dem gleichen Wert hält, muß nur noch das Produkt Spannung × Zeit konstant gehalten werden, wenn die elektrische Arbeit ständig unverändert bleiben soll.

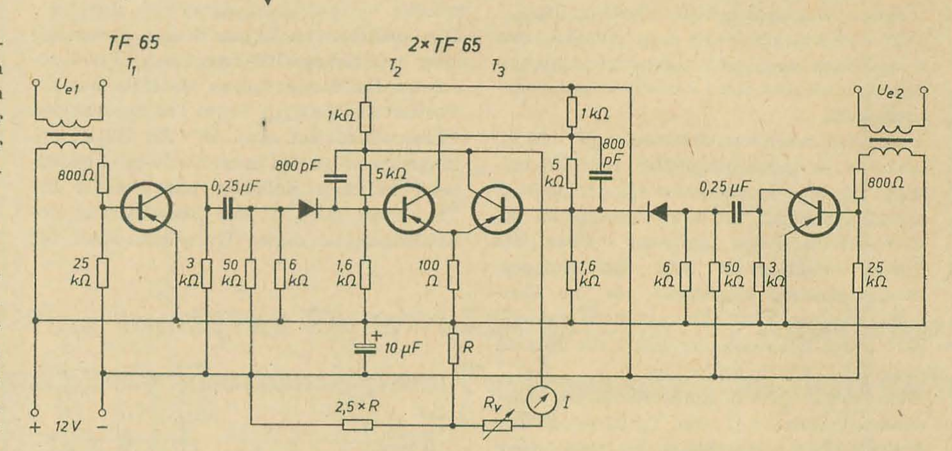
Diese Aufgabe erfüllt die monostabile Kippschaltung gemäß Bild 8. Der die Verzögerungszeit bestimmende Kondensator ist hier nicht, wie sonst üblich, an eine feste Spannung angeschlossen, sondern über einen Widerstand mit dem Verbraucher R_v verbunden. Dadurch ändert sich die Länge des durch den monostabilen Multivibrator erzeugten Impulses in Abhängigkeit von der Spannung am Verbraucherwiderstand. Mit dem 250-kΩ-Potentiometer kann die Höhe der zugeführten Energie eingestellt werden. Im Schaltbeispiel läßt sich die Kippzeit des Multivibrators bei einer Spannung von 10 ··· 30 V am Verbraucher zwischen 10 und 300 s einstellen. Der Kippvorgang wird durch Drücken der Taste T_a ausgelöst.

Phasenmeßgerät

Man kann die gegenseitige Phasenlage zweier Wechselspannungen am einfachsten auf die Weise feststellen, indem man die Augenblickswerte der Amplituden der beiden Spannungen vergleicht.

Eine dafür geeignete Meßschaltung nach Siemens zeigt Bild 9. Die beiden Wechselspannungen U_{e1} und U_{e2} werden zunächst verstärkt und gleichgerichtet. Am Meßinstrument I kann dann der Phasenunterschied bis ±90° abgelesen werden, wenn die beiden Wechselspannungen geeignet gepolt sind und der Widerstand R_v richtig eingestellt ist. Die Einstellung von R_v wird so vorgenommen, daß an die beiden Eingänge zwei phasengleiche Spannungen gelegt werden; R_v ist dann so einzuregeln, daß das Instrument I den halben Vollausschlag — Mittellage — zeigt.

Bild 9: Phasenmeßgerät ▼



Stufenschalter — ein Kontaktbauelement für die Nachrichtentechnik

Die PGH „febana", die 1959 gegründet wurde, hatte sich die Aufgabe gestellt, neue Kontaktbauelemente zu entwickeln und diese in hoher Qualität unter Berücksichtigung der gestiegenen Ansprüche in bezug auf Lebensdauer und Klimatauglichkeit zu fertigen.

Die PGH febana ist zwar nur ein kleiner Betrieb, ist jedoch so organisiert, daß alle Arbeitsgänge vom Rohmaterial bis zum Endprodukt durchgeführt werden können. Außer den Fertigungsbereichen spanlose Vorfertigung, spanabhebende Vorfertigung und Montage, besitzt sie eine funktionierende und gut ausgerüstete Gütekontrolle. Im eigenen modernen Werkzeugbau werden alle Werkzeuge, Vorrichtungen und Lehren hergestellt. Spitzenkräfte aus diesen Bereichen sind das Entwicklungskollektiv, und es ist der engen Zusammenarbeit der Kollektive sowie der Aktivität der leitenden Mitglieder dieser PGH zu verdanken, daß unter geringem Zeit- und Kostenaufwand sorgfältig durchdachte Konstruktionen entstehen, die bei namhaften Betrieben bereits einen guten Ruf genießen.

So entstanden bei sauberster Verarbeitung Kontaktbauelemente (Stufenschalter, Rastwerke für Drehschalter, Rast- und Schalteinheiten für Leiterplatten mit aufgedruckten Kontaktbahnen), von deren Qualität sich jeder Fachmann überzeugen kann.

Sämtliche Bauelemente sind so konstruiert, daß sie den Forderungen nach einer Standardisierung unter Beibehaltung vielseitiger Anwendungsmöglichkeiten Rechnung tragen.

Bei der Herstellung der Stufenschalter werden nur hochwertige Werkstoffe verwendet. Die Verarbeitung dieser Werkstoffe geschieht teilweise durch besondere Verfahren, die die Eigenschaften dieser Werkstoffe noch verbessern. Für die Konstruktion der Rastköpfe wie der Schaltebenen sind Schutzansprüche im In- und Ausland angemeldet worden.

Stufenschalter mit 24 Kontakten

Der Schalter wird mittels zwei Schrauben M 4 im Abstand von 46 mm befestigt. Soll der Schalter aus konstruktiven Gründen direkt an der Frontplatte eines Gerätes befestigt werden, so ist es vorteilhaft, ihn mit drei Senkschrauben M 4, die im Winkel von 120° auf einem Kreisdurchmesser von 27 mm angeordnet sind, anzuschrauben. Die versenkten Schraubenköpfe werden dann durch den aufgesetzten Bedienungsknopf verdeckt.

Der Rastkopf dieses Schalters entspricht in seinen Breitenabmessungen den Maßen und der Form der Schaltebenen. Seine Einbautiefe beträgt 22 mm und seine Masse nur 65 g. Er wird mit Wellenende nach TGL 8700 geliefert.

Der Rastkopf ist so konstruiert, daß das Betätigungsmoment in beiden Drehrichtungen gleich ist und alle Reib- und Lagerstellen gleichmäßig belastet sind. Zwei Rollen sind

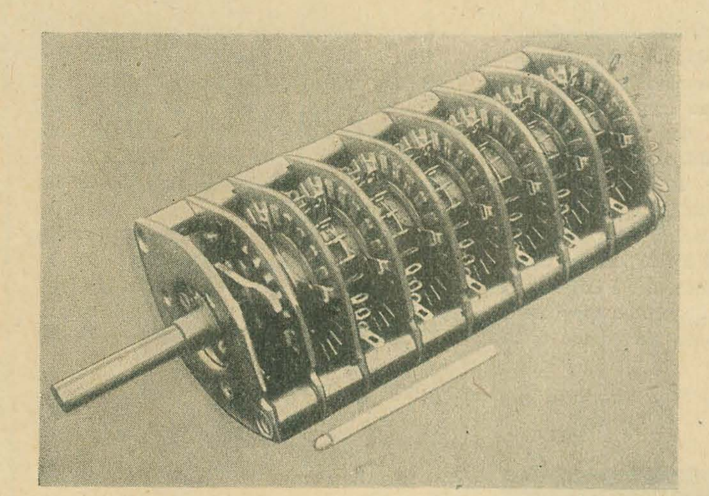


Bild 1: Stufenschalter 1 A bis 24 Kontakte

symmetrisch zur Antriebswelle in einer Blattfeder gelagert und rasten in Aussparungen ein, die im Kreis in einer Rastplatte angeordnet sind. Die Ränder dieser Aussparungen sind so angeprägt, daß die Rollen beim Rastvorgang nicht auf eine scharfe Kante, sondern auf eine Fläche aufschlagen. Rastrollen sowie die Rastplatte sind oberflächengehärtet. Diese Anordnung hat eine hohe Lebensdauer des Rastkopfes zur Folge. Die Lebensdauer des Rastkopfes ist größer als 300000 volle Schaltwege. Entgegen bisher bekannten Ausführungen, die auch zwei Rastrollen anwenden, diese aber wechselseitig rasten lassen, ist der Rastkopf so konstruiert, daß beide Rollen gleichzeitig rasten. Trotz der unvermeidbaren Fertigungstoleranzen weist der Rastkopf eine exakte spielfreie Rast auf, beide Rollen sind immer gleichzeitig im tiefsten Eingriff. Dies wurde erreicht, indem die Rastfeder in einer an der Antriebswelle befestigten Führungsplatte in zwei Aussparungen gleitend angeordnet wurde.

Das zu diesem Rastkopf und den zugehörigen Schaltebenen gehörende Mitnehmerschwert ist 8 mm breit, aus gezogenem Stahl gefertigt und in seiner Dicke eng toleriert. Hierdurch können bedeutend geringere Abweichungen in der Mittenstellung der Schleifer auf den Kontakten eingehalten werden als bei den bisher gefertigten Schaltern.

Sämtliche unlösbar miteinander verbundenen Stahlteile sind in Schutzgas mit Kupfer hart verlötet. Die sorgfältige Anwendung dieses Verfahrens bietet Gewähr, daß an den Verbindungsstellen keine korrosionsbegünstigenden Kapillaren verbleiben.

Die Oberflächen sämtlicher Stahlteile, mit Ausnahme der Rastfedern, sind durch galvanische Überzüge (Kupfer und Nickel) in hohem Maße vor Korrossion geschützt. Für die Rastfedern wurde eine andere Oberflächenbehandlung gewählt.

Die Begrenzung der Raststellen geschieht durch Anschläge, die nach Lösen von zwei an der Frontplatte des Schalters sichtbaren Schrauben einstellbar sind. Die Stufenschalter werden zwar mit eingestellten Anschlägen entsprechend den Aufträgen der Besteller geliefert; es ist jedoch für den Konstrukteur wie für den Amateur von Vorteil, daß er die Lage der Anschläge noch ändern kann, wenn der Schalter bereits fest in einem Chassis eingebaut und verdrahtet ist.

In der Schaltebene betragen die Mindestabstände aller Kontakte und Schleifringe untereinander 1,2 mm. Damit weist die Schaltebene weitaus größere Kriech- und Luftstrecken auf als die Schaltebene der bisher gefertigten Schalter. Als Überschlagspannung zwischen geschaltetem und ungeschaltetem Kontakt wurden bei 45% Luftfeuchte Werte über 2 kV ermittelt. Die Überschlagspannung zwischen geschaltetem Kontakt und Masse liegt über 3 kV.

Kontakte sowie Schleifringe wurden so konstruiert, daß fester Sitz sowohl nach mechanischer als auch thermischer Beanspruchung (Löten) gewährleistet ist. So sitzen die Kontakte beispielsweise nach gewaltsamem Verdrehen der Lötfahne um 90° und anschließendem Erwärmen der Lötstelle mit heißem Lötkolben noch einwandfrei fest.

Kontakte und Schleifringe werden ausschließ-

Technische Daten

Nennspannung	250 V_{eff} 50 Hz
Nennstrom	1 A
Schaltleistung	max. 70 VA
Schaltstrom	max. 0,5 A
Schaltwiderstand	
im Anlieferungszustand	max. 4 mΩ
nach Lebensdauerprüfung	max. 4 mΩ
Isolationswiderstand	
bei Anlieferung, unter Normalbedingungen	min. 10^{11} Ω
nach Lebensdauerprufung, unter Normalbedingungen	min. 10^{11} Ω
zwischen spannungführenden Teilen untereinander nach 24 Stunden Lagerung bei 90 ··· 95% relativer Luftfeuchtigkeit und 20 ··· 25 °C Raumtemperatur	min. 10^{10} Ω
zwischen spannungführenden Teilen und Masse nach 24 Stunden Lagerung bei 90 ··· 95% relativer Luftfeuchtigkeit und 20 ··· 25 °C Raumtemperatur	min. 10^{10} Ω
zwischen spannungführenden Teilen untereinander nach 72 Stunden Lagerung bei 60 ··· 70% relativer Luftfeuchtigkeit und 20 ··· 25 °C Raumtemperatur	min. 10^{11} Ω
zwischen spannungführenden Teilen und Masse nach 72 Stunden Lagerung bei 60 ··· 70% relativer Luftfeuchtigkeit und 20 ··· 25 °C Raumtemperatur	min. 10^{11} Ω
Kapazitäten	
zwischen ungeschalteten benachbarten Kontakten	max. 0,5 pF
zwischen einem geschalteten Kontakt und Nachbarkontakt	max. 1 pF
zwischen geschaltetem Kontakt und Masse	max. 2,5 pF
Prüfspannung vor Lebensdauerprüfung und nach Lebensdauerprüfung	max. 1,25 kV_{eff} 50 Hz
Anschlagmoment	min. 15 kp · cm
Lebensdauer	300000 volle Schaltwege

Technische Lieferbedingungen nach TGL 10001

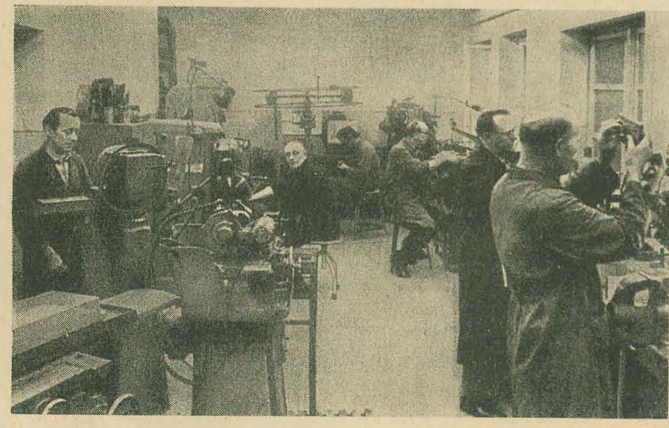


Bild 2: Werkzeugbau der PGH febana



Bild 3: Montage des Rastkopfes

lich aus walzplattiertem Halbzeug hergestellt. Anstelle der bisher üblichen galvanischen Oberflächenveredelung der Kontaktteile, bei der der Kontaktwerkstoff Silber auf der ganzen Oberfläche der Teile und nicht nur auf der kontaktgebenden Stelle aufgebracht wird, werden die Kontaktteile in dem neuen Schalter aus silberplattiertem Halbzeug gefertigt. Somit ist bei gleichem Edelmetalleinsatz — wie bei 24 μ galvanische Oberfläche — nunmehr 50 μ Silber auf der kontaktgebenden Stelle vorhanden.
Hierzu kommt, daß mechanisch verdichtete (gewalzte) Metallschichten eine höhere Verschleißfestigkeit besitzen als galvanisch aufgebrachte Schichten. Als Sonderausführung kann der Schalter mit Gold-Nickel-Auflage als Kontaktwerkstoff geliefert werden. Sämtliche Lötfahnen sind verzinnt. Kontaktwerkstoff für den Schleifer ist, entsprechend der Ausführung der Kontakte und Schleifringe, Feinsilber oder Gold-Nickel.
Die Formgebung des Schleifers ist so gewählt, daß die Auflage auf den Kontaktstellen einer Dreipunktauflage gleichkommt. Ein Herausspringen beim Schaltvorgang ist nicht mehr möglich. Die Mitnahme des Schleifers geschieht durch eine Stütze aus Ekafluvin, die an der Feder fest angebracht ist. Als Federwerkstoff wird Neusilber verwendet, da es ohne Oberflächenbehandlung eine bessere Korrossionsbeständigkeit als Stahl aufweist.
Für die Schaltebenen gibt es vier Grundausführungen:

1 Schleifer, 1/1 Schleifring —
Ausführung A 1 und B 1
2 Schleifer, 2/2 Schleifringe —
Ausführung A 2 und B 2
4 Schleifer, 4/4 Schleifringe —
Ausführung A 4 und B 4
8 Schleifer, 8/8 Schleifringe —
Ausführung A 8 und B 8

Die Schaltebenen unterscheiden sich in der Ausführung A und B durch die Lage der Lötfahnen vom Rastkopf aus gesehen.
Benachbarte Schaltebenen können durch ein Abschirmblech statisch voneinander getrennt werden. Die Lagerung des Mitnehmerschwertes in der Schaltebene geschieht mittels ausgleichender Elemente, die so konstruiert sind, daß Fertigungstoleranzen ausgeglichen werden und trotzdem eine spielfreie Mitnahme der Schleifer gewährleistet ist. Hierdurch wird ein justagearmer Aufbau erreicht. Der Schalter kann mit zwischen den Schaltebenen sowie am Ende des Schalters montierten Lötstiftplatten mit wahlweise 14 oder 28 Lötstiften geliefert werden. Die Isolierplatten der Schaltebenen und der Lötstiftplatten sind aus Hartpapier Kl. IV gefertigt. Die Oberfläche dieser Isolierplatten ist mit einem Speziallack behandelt, und nach Angaben des Herstellers bewirkt dieser Lacküberzug erhöhten Schutz gegen Termitenfraß und Schimmelbildung. Ferner besitzt der Lacküberzug gute Isolationseigenschaften und geringe Wasseraufnahme.
Die Abstandsbolzen zwischen den Schaltebenen haben anstelle der bisher üblichen Querbohrung einen Schlitz an ihrer Stirnseite zum Festziehen mittels Schraubenzieher. Diese Befestigungsart wurde gewählt, um eine bessere Veredlungsmöglichkeit der Abstandsbolzen durch galvanische Überzüge zu erreichen, denn in der verhältnismäßig langen Bohrung mit kleinem Durchmesser lassen sich nur sehr geringe galvanische Metallüberzüge aufbringen. Daneben entsteht noch ein Nutzen durch eingesparte Fertigungszeiten.
Der neue Schalter kann anstelle des Meßumschalters 803 und des Stufenschalters 50.150 30.1 bis 50.150 32.1 eingesetzt werden. Während die Einbau- und Anschlußmaße denen des letztgenannten Schalters gleichen, sind zum Einbau anstelle des technisch längst überholten Meßumschalters 803 andere Montagebohrungen erforderlich. Die PGH febana liefert dazu eine Zwischenplatte, die bereits am Schalter befestigt ist, mit deren Hilfe dieser neue Schalter in schon vorhandene wie auch in der Fertigung befindliche Geräte ohne Änderung an den Geräten ausgewechselt bzw. eingesetzt werden kann. Es ist lediglich bei Bestellungen darauf zu achten, daß der neue Schalter mit Wellenende nach TGL 8700 geliefert wird, was bei dem Meßumschalter 803 nicht der Fall ist.
Die bisher erreichten Ergebnisse bei der Erprobung des Schalters berechtigen zu der Hoffnung, daß die PGH febana es erreicht, für dieses Erzeugnis ab Herstellungsdatum 18 Monate Garantie zu übernehmen. *L. Großer*

Fachbücher

M. A. Bojartschenkow und A. W. Schinjanski

Magnetische Verstärker

Deutsche Bearbeitung von K.-W. Pflug
REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK
Band 8
VEB Verlag Technik, Berlin, 1963
60 Seiten, 48 Bilder, 2 Tafeln, Broschur, cellophaniert 4,80 DM

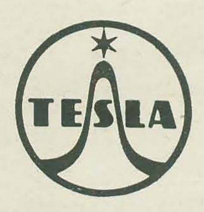
In allen Einrichtungen zur Automatisierung von Produktionsprozessen sind Verstärker enthalten, an die hohe Anforderungen hinsichtlich der Betriebssicherheit gestellt werden. Der Ausfall eines Verstärkers kann erhebliche Störungen im Produktionsablauf zur Folge haben. Ein besonders robuster Verstärker, der eine fast unbegrenzte Lebensdauer hat, der wartungsfrei arbeitet und nach dem Einschalten sofort betriebsbereit ist, ist der magnetische Verstärker. Er besteht im wesentlichen aus der Zusammenschaltung von Eisenkerndrosseln mit besonderem magnetischem Kernmaterial und Halbleitergleichrichtern. Der vorliegende Band der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK soll den Betriebspraktiker mit der Arbeitsweise, den wichtigsten Schaltungen und den Einsatzmöglichkeiten magnetischer Verstärker bekannt machen. Auf mathematische Formulierungen wurde weitgehend verzichtet, jedoch werden elektrotechnische Grundkenntnisse vorausgesetzt.
Die Übersetzung aus dem Russischen wurde dort, wo es notwendig erschien, geändert oder ergänzt.
So wird beispielsweise der für das Verständnis der Arbeitsweise sehr wichtige Begriff der Spannungszeitfläche ausführlicher erläutert. Ferner ist in einem kurzen Abschnitt auf die bedeutendsten dreiphasigen magnetischen Verstärker hingewiesen.
Im Abschnitt über konstruktive Einzelheiten magnetischer Verstärker sind einige in der DDR entwickelte Transduktordrosseln aufgeführt. Als Anwendungsbeispiel magnetischer Verstärker in der DDR ist ein zweistufiger magnetischer Antriebsregler beschrieben. Neben diesen Ergänzungen sind alle verwendeten Bezeichnungen und Schaltzeichen auf die bei uns üblichen abgeändert worden.
Pflug

A. Kneschke

Differentialgleichungen und Randwertprobleme

Band I: Gewöhnliche Differentialgleichungen
2., überarbeitete Auflage
VEB Verlag Technik, Berlin
540 Seiten, 116 Bilder, 13 Tafeln, Kunstleder 47,— DM

Das vorliegende Buch wendet sich an Naturwissenschaftler und Ingenieure, die in der Mathematik ein Hilfsmittel zur Lösung technisch-physikalischer Probleme sehen. Das Verstehen des Stoffes setzt jedoch voraus, daß der Leser mit den Elementen der Differential- und Integralrechnung gut vertraut ist sowie über die Grundkenntnisse der Experimentalphysik verfügt. Der Schwerpunkt des Inhaltes liegt in der Lösung von Differentialgleichungen und Differentialgleichungssystemen. Entsprechend diesem Wesen des Buches ist die mathematische Theorie nicht in ihrer vollen Strenge behandelt; der Autor verzichtet auf mathematische Existenz- und Eindeutigkeitsbeweise und ersetzt diese durch Plausibilitätsbetrachtungen.
Der erste Abschnitt umfaßt die Einteilung der Differentialgleichungen sowie Beispiele für gewöhnliche und partielle Differentialgleichungen. In den Abschnitten 2 und 3 werden Lösungsmethoden für spezielle Formen gewöhnlicher Differentialgleichungen erster und höherer Ordnung beschrieben. Es folgt ein Abschnitt über Integration von Differentialgleichungen durch konvergente Reihen. Mit Reihenentwicklungen willkürlicher Funktionen befaßt sich der sechste Abschnitt. Im letzten Teil des Buches werden einige Methoden der numerischen Integration von Differentialgleichungen, darunter sehr ausführlich das Rungesche Verfahren, behandelt.
Anhand zahlreicher Übungsbeispiele und Aufgaben aus der Praxis, die jeweils den theoretischen Erörterungen folgen, werden dem Leser die grundlegenden Fertigkeiten im Lösen von Differentialgleichungen und der damit verbundenen Rand- und Eigenwertsprobleme vermittelt. Besonderer Wert wird auf die Aufstellung der Differentialgleichungen und die ausführliche Diskussion der Lösungen gelegt.
Das vorliegende Buch dürfte nicht nur in Kreisen der Industrie und Forschung, sondern auch bei Studierenden der Mathematik und theoretischen Physik reges Interesse finden.
Pröhl



TESLA

Die tschechoslowakischen Erzeugnisse der Marke TESLA sind durch ihre Qualität weltbekannt!



Transistor-Tischempfänger 314 B

Transistorbestückung:	7 Transistoren + 2 Dioden
Wellenbereiche:	20 – 50 m 186 – 570 m 1000 – 2000 m
Abmessungen:	320 × 175 × 165 mm
Gewicht:	2,5 kg



Transistorisiertes Tonbandgerät START

Transistorbestückung:	6 Transistoren
Bandgeschwindigkeit:	4,76 cm/s
Laufzeit:	2 × 22 min.
Abmessungen:	260 × 160 × 100 mm
Gewicht:	2,9 kg



Transistor-Empfänger T 61

Transistorbestückung:	7 Transistoren + 2 Dioden
Wellenbereiche:	20 – 50 m 186 – 570 m 1000 – 2000 m
Abmessungen:	80 × 200 × 255 mm
Gewicht:	2,6 kg

Transistor-Tischempfänger T 60 A

Transistorbestückung:	6 Transistoren + 2 Dioden
Wellenbereiche:	530 – 1520 kHz
Abmessungen:	140 × 80 × 39 mm
Gewicht:	450 g

Importeur:

Heim-Electric,
Deutsche Export- und Importgesellschaft m. b. H.
Berlin C 2, Liebknechtstraße 14

Exporteur:



Praha, Dukelských hrdinů 47, Tschechoslowakei